

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

10/534870

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2004年6月3日 (03.06.2004)

PCT

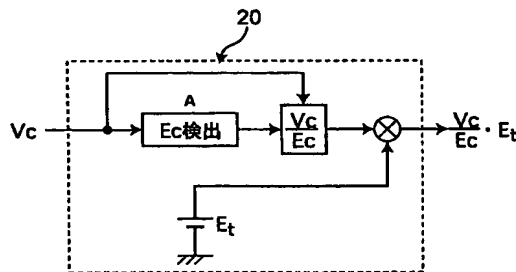
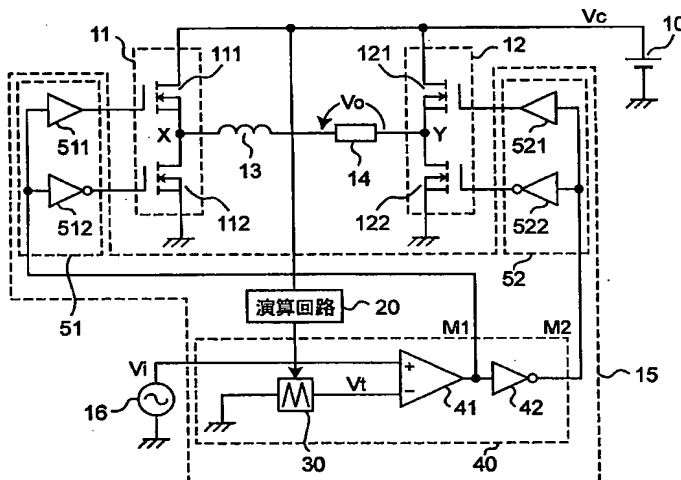
(10) 国際公開番号  
WO 2004/047287 A1

- (51) 国際特許分類: H03F 3/217 (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒571-8501 大阪府 門真市 大字門真 1006 番地 Osaka (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2003/014135
- (22) 国際出願日: 2003年11月6日 (06.11.2003)
- (25) 国際出願の言語: 日本語 (72) 発明者; および
- (26) 国際公開の言語: 日本語 (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 石井 卓也 (ISHII, Takuya) [JP/JP]; 〒564-0063 大阪府 吹田市 江坂町 2丁目 30番5号 Osaka (JP). 池田 雅春 (IKEDA, Masaharu) [JP/JP]; 〒241-0801 神奈川県 横浜市旭区 若葉台 4-2-1 408 Kanagawa (JP). 明石
- (30) 優先権データ:  
特願 2002-331898  
2002年11月15日 (15.11.2002) JP

[続葉有]

(54) Title: POWER AMPLIFYING APPARATUS

(54) 発明の名称: 電力増幅装置



20...CALCULATING CIRCUIT  
A...Ec DETECTION

(57) Abstract: A power amplifying apparatus of switching type for performing, with a high degree of efficiency, a power amplification of input AC signals, such as an acoustic signal and the like, has first (11) and second (12) switch circuits to which a power supply voltage ( $V_c$ ) is supplied; an inductor (13) and a load (14) that are connected between those switch circuits; and a control circuit (15) that receives an input AC signal ( $V_i$ ), sets a predetermined ratio of ON interval to OFF interval, and drives the switch circuits. The control circuit (15) includes a calculating circuit (20) that multiplies a modulation sensitivity (e.g., the amplitude of a triangular wave voltage during production of a pulse signal for driving the switch circuits) by a ratio of the power supply voltage ( $V_c$ ) to a DC component ( $E_c$ ) thereof ( $V_c/E_c$ ), and then outputs the resultant amplified value. This configuration compensates for distortion due to a ripple variation of the power supply voltage caused by a regenerative power or the like, and allows an adjustment of amplification factor by use of the power supply voltage.

(57) 要約: 音響信号等の入力交流信号を高効率に電力増幅するスイッチング型の電力増幅装置は、電源電圧  $V_c$  が供給される第1のスイッチ回路11及び第2のスイッチ回路12と、それらのスイッチ回路間に接続されるインダクタ13及び負荷14と、入力交流信号  $V_i$  を受電して所定のオン、オフ期間比を設定して各スイッチ回路を駆動する制御回路15とを有する。制御回路15は、電源電圧  $V_c$  とその直流成分  $E_c$  との比率 ( $V_c/E_c$ ) を、変調感度 (例えば、

スイッチ回路を駆動するパルス信号を生成する際の三角波電圧の振幅) に乗じて出力する演算回路20を備える。この構成により、回生電力などによる電源電圧のリプル変動による歪みを補償し、また、電源電圧による増幅率の調整を可能

[続葉有]

WO 2004/047287 A1



裕樹 (AKASHI, Hiroki) [JP/JP]; 〒573-0084 大阪府 枚方市 香里ヶ丘 2-4-1-2-3 03 Osaka (JP).

(74) 代理人: 河宮 治, 外 (KAWAMIYA, Osamu et al.); 〒540-0001 大阪府 大阪市中央区 城見 1丁目 3番 7号 IMPビル 青山特許事務所 Osaka (JP).

(81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

## 明 細 書

## 電力増幅装置

## 5 技術分野

本発明は、音響信号等から得られる入力交流信号を電力増幅してスピーカ等の電気音響変換器に印加する電力増幅装置であって、特に入力交流信号のD級増幅機能を備えた電力増幅装置における電源電圧変動補償に関する。

## 10 背景技術

音響スピーカの駆動には、構成が簡単なA級、B級、AB級などのリニア型の電力増幅装置が多く利用されている。このようなリニア型電力増幅装置は、動作原理上、電力増幅装置自身の電力損失が大きく、出力電力が大きくなるに従って電力増幅装置自身の消費電力による発熱が大きくなる。このため、これを放散させるための大きな放熱器が必要になるなどの課題がある。そこで出力電力が大きい電力増幅装置には、D級と呼ばれるスイッチング型の電力増幅装置が使われるようになっている。

D級増幅機能を備えた電力増幅装置は、電力を供給する出力段のパワースイッチをオンまたはオフすることにより、出力端子間に正電源電圧またはゼロ電圧または負電源電圧を高速に切替え発生させる。この出力端子と負荷との間に備えた電力ロー・パス・フィルタ（LPF）で可聴外高周波数域電力を除去して、負荷に可聴帯域の電力のみを供給する。スイッチがオン状態の時は電流が流れるが端子間電圧は極めて小さく、また、オフ状態の時には電圧がかかるが通過電流はほとんどゼロになるため、これらの積であるスイッチ自身の電力消費は何れも小さくなる。

このような電力増幅装置には、電源電圧の変動によって出力交流信号 $V_o$ も変動してしまう問題がある。これを改善する方法に、例えば、パワースイッチをオン、オフする駆動パルスのパルス幅変調のための三角波電圧 $V_t$ の振幅 $E_t$ を、電源電圧 $V_c$ に比例させる技術がある（例えば、特許文献1参照。）。その他、

先行技術として、特許文献 2, 3, 4, 5 がある。

D 級増幅機能を備えた電力増幅装置に関する技術としては、図 6 A のように、H 形ブリッジ構成の 4 個のスイッチ回路で負荷を駆動する、いわゆる、ブリッジータイド・ロード (bridge-tied load ; 以下「BTL」と称す。) と呼ばれるものが一般に知られている。図 6 A に示す電力増幅装置の構成およびその動作は概ね以下のようになる。

直流電源 10 から電圧値  $V_c$  を供給される、第 1 のスイッチ回路 11 は、N チャンネル MOSFET である第 1 のハイサイドスイッチ 111 と第 1 のローサイドスイッチ 112 とで構成される。同様に、第 2 のスイッチ回路 12 は、N チャンネル MOSFET である第 2 のハイサイドスイッチ 121 と第 2 のローサイドスイッチ 122 とで構成されている。第 1 のスイッチ回路 11 の出力端子、即ち、第 1 のハイサイドスイッチ 111 と第 1 のローサイドスイッチ 112 との接続点を端子 X とし、第 2 のスイッチ回路 12 の出力端子、即ち、第 2 のハイサイドスイッチ 121 と第 2 のローサイドスイッチ 122 との接続点を端子 Y として、端子 X と端子 Y の間にインダクタ 13 と負荷 14 の直列体が接続される。

制御回路 150 は、第 1 のスイッチ回路 11 および第 2 のスイッチ回路 12 の各スイッチ回路を制御するもので、パルス幅変調 (PWM) 回路 40 と、第 1 の駆動回路 51 と、第 2 の駆動回路 52 とから構成される。信号源 16 は入力交流信号  $V_i$  を出力する。

PWM 回路 40 は、入力交流信号  $V_i$  の振幅をパルス幅に変換するものであり、三角波発生回路 300 で発生する三角波電圧  $V_t$  と入力交流信号  $V_i$  とを比較器 41 で比較し、その結果を M1 として出力し、また、これを反転器 42 で反転した M2 を出力する。

第 1 の駆動回路 51 は、信号 M1 を入力して第 1 のハイサイドスイッチ 111 を駆動する増幅器 511 と、信号 M1 を入力して第 1 のローサイドスイッチ 112 を駆動する反転増幅器 512 とから構成される。第 2 の駆動回路 52 は、信号 M2 を入力して第 2 のハイサイドスイッチ 121 を駆動する増幅器 521 と、信号 M2 を入力して第 2 のローサイドスイッチ 122 を駆動する反転増幅器 522 とから構成される。

図 6 B は、以上のように構成された従来の電力増幅装置のタイミングチャートである。

図 6 B に示すように、三角波電圧  $V_t$  は電圧値  $E_t$  を振幅として、 $\pm E_t$  間を周期  $T$  で増減する。周期  $T$  は、入力交流信号  $V_i(t)$  の変化よりも十分に速く設定されている。この三角波電圧  $V_t$  と入力交流信号  $V_i$  は、比較器 4 1 によって比較される。この比較器 4 1 の出力信号  $M_1$  及び反転器 4 2 によって、その反転信号  $M_2$  が出力される。信号  $M_1$  は、三角波電圧  $V_t$  の瞬時値が入力交流信号  $V_i$  の瞬時値より小さい、 $V_t(t) < V_i(t)$  の時にハイ (H) レベルとなる。信号  $M_1$  の周期  $T$  における H レベルの期間の割合  $\delta$  (デューティ比と呼ぶ) は、次式で表される。

$$\delta = (1 + V_i / E_t) / 2 \quad \dots (1)$$

第 1 のハイサイドスイッチ 1 1 1 は信号  $M_1$  に従ってオン、オフされ、第 1 のローサイドスイッチ 1 1 2 は信号  $M_1$  の反転信号に従ってオン、オフされる。即ち、第 1 のスイッチ回路 1 1 中の第 1 のハイサイドスイッチ 1 1 1 と第 1 のローサイドスイッチ 1 1 2 とは、交互にオン、オフする。一方、第 2 のハイサイドスイッチ 1 2 1 は信号  $M_2$  に従ってオン、オフされ、第 2 のローサイドスイッチ 1 2 2 は信号  $M_2$  の反転信号に従ってオン、オフされる。即ち、第 2 のスイッチ回路 1 2 中の第 2 のハイサイドスイッチ 1 2 1 と第 2 のローサイドスイッチ 1 2 2 は、第 1 のスイッチ回路 1 1 のそれぞれと逆の開閉動作をする。

従って、信号  $M_1$  が H レベルの期間には、端子 X は直流電源 1 0 の一端の電圧値  $V_c$ 、端子 Y は直流電源 1 0 の他端の電圧値 0、すなわちゼロ電位となり、信号  $M_1$  がロー (L) レベルの期間には、端子 X はゼロ電位、端子 Y が電源電圧  $V_c$  となる。以上のようなスイッチング動作が三角波電圧  $V_t$  の周期  $T$  で繰返される。この周期  $T$  は、入力交流信号  $V_i$  の変動が無視できるほど短く設定されているため、端子 X に現われるパルス電圧の平均電位  $V_x$ 、他方の端子 Y の平均電位  $V_y$  は、信号  $M_1$  のデューティ比  $\delta$  を用いて表すと、

$$V_x = \delta \cdot V_c$$

$$V_y = (1 - \delta) \cdot V_c$$

となる。

インダクタ 13 による平滑作用により、負荷 14 の両端には、平均電位  $V_x$  と平均電位  $V_y$  との差電圧が発生する。負荷 14 の両端電圧すなわち出力交流信号  $V_o$  は、次式のように表される。

$$V_o = V_x - V_y = (2\delta - 1) \cdot V_c \quad \dots (2)$$

5      ここで、(2) 式に (1) 式を代入すると、

$$V_o = (V_c / E_t) \cdot V_i \quad \dots (3)$$

が得られる。即ち、出力交流信号  $V_o$  は、入力交流電圧  $V_i$  を  $(V_c / E_t)$  倍に増幅した電圧になる。

10      このように、図 6 A、図 6 B に示す従来技術では、入力交流電圧  $V_i$  は、PWM 回路 40 によってパルス幅変調され、BTL 出力部によって増幅され、全体の利得は  $(V_c / E_t)$  になる。式 (3) における  $E_t$  は PWM 回路 40 の部分に関わるパルス変調部の変調感度であり、 $V_c$  は BTL 出力部の利得要素である。

15      このような直流電源 10 の電圧値  $V_c$  には、負荷 14 に大きな電流を供給した際の出力内部抵抗によるリップル変動や、商用電源を整流した際に残るリップル分が重畳しており、これらを低減するには回路規模や損失電力の増大が伴う。図 6 A の電力増幅装置の構成では、 $V_c$  の変動によって、増幅率  $(V_c / E_t)$  が変動して、これが出力交流信号  $V_o$  のレベル変動や歪みを増加させている。

20      このような電源電圧の変動による出力交流信号  $V_o$  の変動を改善するには、一例として、特許文献 1 で開示されるように、三角波電圧  $V_t$  の振幅  $E_t$  を電源電圧  $V_c$  に比例させる技術がある。図 7 A は、特許文献 1 に示された、三角波発生回路の回路構成とその動作波形図である。

25      以下に、図 7 A の三角波発生回路の構成とその動作を説明する。図 7 A において、端子 A1 は直流電源電圧  $V_c$  を入力する端子であり、抵抗  $R_1$  が接続される。英文字符で示される ADD は、演算増幅器であり、抵抗  $R_2$  と抵抗  $R_3$  とが接続されて、反転増幅器の動作をする。同じく  $C_x$ 、 $C_y$  は、比較器であり、同様に FF は、フリップフロップである。また、INT は、演算増幅器であり、この場合、抵抗  $R_0$  とコンデンサ  $C_0$  とが接続されて、アナログ積分器の動作をする。アナログ積分器 INT の出力が三角波電圧  $V_t$  となる。

まず、演算増幅器 ADD は増幅率が充分大きく、抵抗  $R_3$  による負帰還がなさ

れているため、その正負入力端子間には電位差がほとんど発生しないように動作するので、抵抗 $R_2$ と抵抗 $R_3$ との接続点Gの電位はゼロ電位となる。従って抵抗 $R_1$ と抵抗 $R_2$ との接続点A2の電位 $V_{a2}$ は直流電源電圧 $V_c$ を抵抗 $R_1$ と抵抗 $R_2$ とで分圧したものとなり、次式で表される。

$$V_{a2} = V_c \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \quad \dots (4)$$

また、演算増幅器ADDの出力端子A3の電位 $V_{a3}$ は、抵抗 $R_2$ と抵抗 $R_3$ との各抵抗値が等しければ、次式のように、接続点A2の電位を反転した電位になる。

$$V_{a3} = -V_{a2} = -V_c \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \quad \dots (5)$$

一方、演算増幅器INTにおいては、フリップフロップFFがセットされ、図7Bの破線で示すように、その出力Q（接続点A4の電圧）が正の一定電圧（ $V_f$ ）になる時は、電圧 $V_f$ を積分し、その結果、出力 $V_t$ が直線的に低下する。逆に、フリップフロップFFがリセットされ、接続点A4が負の一定電圧（ $-V_f$ ）になる時は、出力 $V_t$ が直線的に上昇する。ここで、フリップフロップFFは、出力 $V_t$ が接続点A2の電圧（ $V_{a2}$ ）になると、比較器Cxによってセットになり、また、出力 $V_t$ が接続点A3の電圧（ $-V_{a2}$ ）になると、比較器Cyによってリセットになる。従って、出力 $V_t$ は電圧値 $\pm V_{a2}$ 間を増減する三角波電圧となり、式（4）及び（5）に示すように、その振幅は電源電圧 $V_c$ に比例したものが得られる。

さて、式（3）の電圧値 $E_t$ は、式（4）及び（5）で表される電圧値 $V_{a2}$ になるため、式（3）の電圧値 $E_t$ に式（4）及び（5）の電圧値 $V_{a2}$ を代入すると、

$$V_o = (V_c / V_{a2}) \cdot V_i = (1 + R_1 / R_2) \cdot V_i \quad \dots (6)$$

が得られる。このように、三角波電圧 $V_t$ の振幅を電源電圧 $V_c$ に比例させることにより、D級電力増幅装置の増幅率は、その電源電圧 $V_c$ に影響されずに、一定とすることができる。

#### <文献>

特許文献1： 特開昭54-80657号公報（第4図）

特許文献2： 特開昭60-190010号公報

特許文献3： 特開2002-64983号公報

特許文献4： 特開昭61-39708号公報

特許文献5： 特開平3-159409号公報

## 5 発明の開示

(発明が解決しようとする課題)

10 以上のように、図7Aに示した構成の従来のD級増幅機能を有する電力増幅装置では、BTL出力部の $V_c$ による利得変化を、パルス変調部の利得を決めている三角波電圧 $V_t$ の振幅で補償するものである。すなわち、三角波電圧 $V_t$ の振幅を電源電圧 $V_c$ に比例させることにより、その増幅率を、電源電圧 $V_c$ の影響を受けずに一定にしている。

15 一方、これらの先行技術の目的と異なる式(3)の別な利用方法がある。これは、出力交流信号 $V_o$ が電源電圧 $V_c$ に比例することに着目し、これを音量調節などの目的で利用する場合である。従来の構成で音量を絞る際は、入力交流信号 $V_i$ の振幅を低減するか、パルス変調部の変調感度を低減するかの策をとるのが一般的である。

20 しかし、その場合、第1に、パルス変調が浅くなり、信号対雑音比の低下、若しくは、デジタル式の場合は解像度が低下する課題がある。また、第2に、D級増幅器におけるスイッチング損失は、そのスイッチング回数に依存するため、出力レベルが小さくなっても減らず、電力の変換効率が低出力であるほど高められない課題がある。

25 また、音量以外の第3の課題として、エネルギーを蓄積および放出するような負荷、すなわち、電動機、動電型音響スピーカ、圧電型アクチュエータ、誘導コイルなどを駆動する場合、その放出エネルギーがD級増幅器の出力回路から電源部に逆流(回生)するため、電源部の安定化制御を攪乱したり、戻った電力の廃棄による消費電力増大の課題がある。

本願が解決する課題は、上記の第1および第2の課題を電源電圧の操作で解決しつつ、従来の先行技術の課題である電源変動による出力レベルの速い変動である歪を抑え、さらに、上記の第3の回生電力による影響をも改善することである



すなわち、図6Aで示した従来の電力増幅装置では、出力交流信号 $V_o$ は(3)式で表されるように、電源電圧 $V_c$ と入力交流信号 $V_i$ の積に比例する。例えば負荷14がスピーカであり、その音量を抑えたい場合、即ち、出力交流信号 $V_o$ を小さくしたい場合、電源電圧 $V_c$ を小さくするか、あるいは入力交流信号 $V_i$ を小さくすることになるが、この両者を比較してみると、電源電圧 $V_c$ を小さくする場合の方が消費電力は少ない。なぜなら、入力交流信号 $V_i$ を小さくする場合はデューティ比 $\delta$ が50%に近くなるだけであるが、電源電圧 $V_c$ を小さくする場合は、インダクタ13と負荷14との直列回路に印加される電圧が小さくなり、流れる電流の実効値も小さくなるからである。この傾向は、負荷14が圧電スピーカのような容量性や、インダクタのような誘導性や、スピーカやモータのような電気機械変換系の場合にいっそう顕著となる。以下にこれを説明する。

例えば、図6Aで示した従来の電力増幅装置の直流電源10を図8のように昇圧コンバータ100で実現する場合、すなわち、バッテリーの電圧を昇圧コンバータ100で昇圧変換し、その出力を電源電圧 $V_c$ として供給する場合は、電源電圧 $V_c$ にリップル電圧が生じ、これが出力交流信号 $V_o$ の歪む原因となるという課題がある。

昇圧コンバータ100は、バッテリー101から電力が供給される、インダクタ102とスイッチ103とダイオード104とコンデンサ105と制御回路106とから構成される。その出力電圧値 $V_c$ は、可変抵抗対107によって分割検出され、その検出電圧を安定化するように、スイッチ103のオン、オフ比が調整される。従って、昇圧コンバータ100は、可変抵抗対107によってコンデンサ105からの出力電圧、即ち電源電圧 $V_c$ を調整できる。以下、この構成のD級電力増幅装置は、説明を簡潔にするために、負荷14は、容量性のものとし、その静電容量を $C_o$ として扱う。

図8のように構成されたD級電力増幅装置において、その各部動作波形は図9A～図9Cで表される。図9Aに示すように、出力交流信号 $V_o$ として振幅 $E_o$ の正弦波電圧を以下のように想定する。

$$V_o = E_o \cdot \sin[\omega t]$$

このとき、負荷14を流れる平均電流 $I_o$ は、図9Bに示すように以下のように表される。

$$I_o = C_o \cdot dV_o / dt = \omega \cdot C_o \cdot E_o \cdot \cos[\omega t]$$

- 5 この電流 $I_o$ がH形ブリッジ構成のスイッチ回路を流れる場合、電源からの供給電流 $I_c$ は図9Cに示すようになる。つまり、コンデンサ105にとっては、放電電流のみならず、同量の充電電流が流れてしまうのである。昇圧コンバータ100にとっては、コンデンサ105からの放電電流は出力電流として対応できるが、充電電流には対応できず、これが電源電圧 $V_c$ を上昇させてしまう。この結果、電源電圧 $V_c$ には回生電力によるリップル電圧が生じ、出力交流信号 $V_o$ に歪みを生じさせてしまう。

- さて、電源電圧 $V_c$ の変動による出力交流信号 $V_o$ の変動を補償する技術としては、特許文献1以外にも、例えば特許文献2や特許文献3の各公報等の開示されているように、三角波電圧の振幅を電源電圧の変動に応じて変化させる方法もあるが、いずれも、三角波電圧の振幅を電源の電圧値に比例させるというものである。

- また、特許文献4や特許文献5では、三角波電圧の振幅ではなく、電源電圧の変動をパルス信号のパルス幅の設定に帰還させるというものもある。しかし、これらの各場合も、電源の電圧値を利得調節に利用する機能は、いずれも、持っていない。

- 本発明の目的は、出力交流信号の歪みの原因となる電源電圧 $V_c$ の速い変動である、リップルを補償した電力増幅装置を提供することにある。その電力増幅装置は、特に、電力の回生を伴う負荷を駆動する際にも、この回生電力による電源電圧のリップルの補償を、その消費電力を増加させることなく達成するものである。また、電源の電圧値を操作することで、電力損失を抑えた増幅率の調整をも可能とする。

#### (その解決方法)

本発明第1の態様において、以下のような構成を有する電力増幅装置が提供さ

れる。電力増幅装置は、電源電圧 $V_c$ が供給される、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチの直列回路を含むスイッチ部と、入力交流信号 $V_i$ に対応させて、所定のオン、オフ期間比に設定された周期でスイッチ部を作動させて、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチの接続点に接続された負荷を駆動するための  
5 制御部とを備える。制御部は、入力交流信号 $V_i$ を入力し、その入力交流信号 $V_i$ から所定の変調感度でパルス信号を生成し出力するパルス変調部と、電源電圧 $V_c$ からその直流電圧成分( $E_c$ )を検出して、直流成分( $E_c$ )に対する電源電圧値( $V_c$ )の比( $V_c/E_c$ )を変調感度に乘じるか、または、電源電圧値( $V_c$ )に対する前記直流成分( $E_c$ )の比( $E_c/V_c$ )を入力交流信号 $V_i$   
10 に乗じる演算部と、パルス信号に基づいてスイッチ部を駆動する駆動部とを有する。

本発明第2の態様において、供給される電源電圧 $V_c$ の直流電圧成分 $E_c$ に対する電源電圧 $V_c$ の比率( $V_c/E_c$ )を乗じた変調感度で入力交流信号を変調して得られるパルス信号によって、スイッチが駆動される、電力増幅装置が提供  
15 される。

本発明第3の態様において、供給される電源電圧 $V_c$ に対する、電源電圧 $V_c$ の直流電圧成分 $E_c$ の比率( $E_c/V_c$ )を乗じた入力交流信号に応じたパルス信号によって、スイッチが駆動される電力増幅装置が提供される。

なお、本発明のさらに別の態様として、電力増幅装置は以下の構成を有しても  
20 よい。電力増幅装置は、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチの直列回路を含み、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチの接続点に負荷が接続されるスイッチ部と、スイッチ部に電源電圧( $V_c$ )を供給する電源部と、入力信号( $V_i$ )を所定の変調感度でパルス信号に変換するとともにスイッチ部に駆動信号を出力するパルス変調部と、変調感度を電源電圧( $V_c$ )に比例させる演算部とを  
25 備え、電源電圧( $V_c$ )からその直流電圧成分( $E_c$ )を検出するとともに、直流電圧成分を電源部の出力安定化の負帰還信号とする。

(従来技術より有利な効果)

本発明によれば、電源電圧 $V_c$ が交流的に変動しても、この電力増幅装置の増

幅率には影響せず、これに起因する出力交流信号の歪みを防止するという有利な効果が得られる。この電源電圧の直流成分  $E_c$  による利得の低減によって、電力増幅装置内の負荷を駆動する各スイッチ回路を流れる電流の実効値を小さくでき、消費電力の低減が図れる効果が得られる。また、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの直列からなるスイッチ回路における電源電圧  $V_c$  の直流成分  $E_c$  を可変することによって、電力増幅装置の増幅率を高効率で調整することができる。

さらに、電源を安定化電源部などを介して供給するような場合、出力電圧を安定化させるための帰還される検出電圧を、その直流成分に制限することで、電源電圧の直流成分のみを安定化させ、交流信号帯域では安定化させないように構成するため、電力の回生を伴う負荷を駆動している際に発生する電源に現われる回生電力による電源電圧のリップルの吸収が無くなり、この電力を再利用することが可能になる。そのため、全体として、消費電力の大幅な低減が可能になるという効果が得られる。

#### 図面の簡単な説明

図 1 A は、本発明の実施の形態 1 における電力増幅装置の回路構成図である。

図 1 B は、本発明の実施の形態 1 における演算回路の回路構成図である。

図 2 は、本発明の実施の形態 2 における電力増幅装置の要部の回路構成図である。

図 3 は、本発明の実施の形態 3 における電力増幅装置の要部の回路構成図である。

図 4 A は、従来の電力増幅装置の出力交流信号波形の動作シミュレーション特性図である。

図 4 B は、本発明の電力増幅装置における電源電圧変動補償動作による出力交流信号波形の動作シミュレーション特性図である。

図 5 は、本発明の電力増幅装置における演算回路の別の例の回路構成図である。

図 6 A は、従来の電力増幅装置の回路構成図である。

図 6 B は、図 6 A の電力増幅装置の三角波発生回路と PWM 回路の出力特性図である。

図 7 A は、従来の電力増幅装置の回路構成図である。

図 7 B は、図 7 A の電力増幅装置の出力特性図である。

5 図 8 は、従来の電力増幅装置の回路構成図である。

図 9 A は、図 8 の電力増幅装置の出力電圧波形 ( $V_o$ ) を示す図である。

図 9 B は、図 8 の電力増幅装置の出力電流波形 ( $I_o$ ) を示す図である。

図 9 C は、図 8 の電力増幅装置の電源電流波形 ( $I_c$ ) を示す図である。

## 10 発明の実施するための最良の形態

以下、本発明の電力増幅装置を、好ましい実施の形態により、図面を参照して詳しく説明する。

### (実施の形態 1)

15 図 1 A に、実施の形態 1 における電力増幅装置の回路構成図を示す。

電力増幅回路は、第 1 及び第 2 のスイッチ回路 11, 12 と、これらのスイッチ回路の動作を制御する制御回路 15 とを含む。制御回路 15 は、第 1 及び第 2 のスイッチ回路 11, 12 をそれぞれ駆動する第 1 及び第 2 の駆動回路 51, 52 と、電源電圧  $V_c$  を検知して、所定の電圧を出力する演算回路 20 と、パルス幅制御回路 40 とを有する。

20 第 1 のスイッチ回路 11 は、直流電源 10 から電源電圧  $V_c$  が供給され、H 形ブリッジ構成スイッチ回路の一方の N チャンネル MOSFET である第 1 のハイサイドスイッチ 111 と第 1 のローサイドスイッチ 112 とを含む。同様に、第 2 のスイッチ回路 12 は、N チャンネル MOSFET である第 2 のハイサイドスイッチ 121 と、第 2 のローサイドスイッチ 122 とを含む。第 1 のスイッチ回路 11 の出力端子、即ち、第 1 のハイサイドスイッチ 111 と第 1 のローサイドスイッチ 112 との接続点 X と、第 2 のスイッチ回路 12 の出力端子、即ち、第 2 のハイサイドスイッチ 121 と第 2 のローサイドスイッチ 122 との接続点 Y との間に、インダクタ 13 と負荷 14 との直列回路が接続される。信号源 16 は

、入力交流信号 $V_i$ の発生源である。

本実施形態の構成と図6Aの従来技術の構成との相違点は、制御回路15が、演算回路20と、演算回路20の出力電圧を振幅とする、三角波電圧 $V_t$ を発生する三角波電圧発生回路30とを備えている点である。

- 5      演算回路20は、図1Bに示すように、電源電圧 $V_c$ からその直流成分 $E_c$ を検出し、その直流成分 $E_c$ と電源電圧 $V_c$ との比率( $V_c/E_c$ )を三角波発生回路30の三角波信号の基準振幅(所定電圧 $E_t$ )に乘じ、得られた振幅を出力するように構成される。

- 10      パルス幅制御回路(PWM回路)40は、入力交流信号 $V_i$ の振幅をパルス幅に変換するものであり、三角波発生回路30で発生する三角波電圧 $V_t$ と入力交流信号 $V_i$ とを比較器41で比較し、その結果を $M_1$ として出力し、また、これを反転器42で反転した $M_2$ を出力する。

- 15      第1の駆動回路51は、信号 $M_1$ を入力して第1のハイサイドスイッチ111を駆動する増幅器511と、信号 $M_1$ を入力して第1のローサイドスイッチ112を駆動する反転増幅器512とで構成される。第2の駆動回路52は、信号 $M_2$ を入力して第2のハイサイドスイッチ121を駆動する増幅器521と、信号 $M_2$ を入力して第2のローサイドスイッチ122を駆動する反転増幅器522とで構成される。

以下に、実施の形態1の電力増幅装置の動作を説明する。

- 20      三角波電圧 $V_t$ の振幅 $V_{tc}$ は、演算回路20によって、電源電圧 $V_c$ とその直流成分 $E_c$ との比率( $V_c/E_c$ )に所定の電圧値 $E_t$ を乗じたものであり、次式で表される。

$$V_{tc} = (V_c/E_c) \cdot E_t \quad \dots (7)$$

- 25      このように、本実施形態では、三角波電圧 $V_t$ の振幅 $V_{tc}$ の値を、所定の電圧値 $E_t$ に、電源電圧 $V_c$ とその直流成分 $E_c$ との比率( $V_c/E_c$ )を乗じた値として用いている。ここで、所定の電圧値 $E_t$ は、変調をかけないときの三角波電圧の振幅電圧を生成するための基準となる電圧値であり、三角波の振幅制御における変調感度である。つまり、式(7)は、変調感度に電源電圧 $V_c$ とその直流成分 $E_c$ との比率( $V_c/E_c$ )を乗じることを意味する。

入力交流信号 $V_i$ と三角波電圧 $V_t$ は、比較器41によって比較されて、その比較器41の出力である信号M1になり、さらに反転器42からは、信号M1の反転信号M2が出力される。信号M1は、三角波電圧 $V_t$ が入力交流信号 $V_i$ の瞬時値より小さい、 $V_t(t) < V_i(t)$ のときにHレベルとなる。信号M1の周期TにおけるHレベルの期間の割合（デューティ比） $\delta$ は、次式で表される。

$$\delta = (1 + V_i / V_{tc}) / 2 \quad \dots (8)$$

第1のスイッチ回路11では、信号M1に従って、第1のハイサイドスイッチ111がオン、オフされ、信号M1の反転信号に従って、第1のローサイドスイッチ112がオン、オフされる。即ち、第1のハイサイドスイッチ111と第1のローサイドスイッチ112とは交互にオン、オフする。一方、第2のスイッチ回路12では、反転信号M2に従って、第2のハイサイドスイッチ121がオン、オフされ、信号M2の反転信号に従って、第2のローサイドスイッチ122がオン、オフされる。即ち、第2のハイサイドスイッチ121と第2のローサイドスイッチ122の開閉動作は、第1のスイッチ回路11の逆の動作をする。

従って、信号M1がHレベルの期間には、出力端子xは電源電圧 $V_c$ が印加され、出力端子yはゼロ電位となり、一方、信号M1がLレベルの期間には、出力端子xはゼロ電位、出力端子yには電源電圧 $V_c$ が印加される。以上のようなスイッチング動作が三角波電圧 $V_t$ の周期Tで繰返される。なお、この周期Tは、入力交流信号 $V_i$ の変動が無視できるほどに短く設定されている。

一方の出力端子Xの平均電位 $V_x$ 及び他方の出力端子yの平均電位 $V_y$ は、信号M1のデューティ比 $\delta$ を用いると、

$$V_x = \delta \cdot V_c, \quad V_y = (1 - \delta) \cdot V_c$$

となる。

インダクタ13の平滑作用により、負荷14の両端には、平均電位 $V_x$ と平均電位 $V_y$ との差電圧が発生する。負荷14の両端電圧、すなわち出力交流信号 $V_o$ は、前述の「背景技術」において示した(2)式で表される。

$$V_o = V_x - V_y = (2\delta - 1) \cdot V_c \quad \dots (2)$$

ここで、この(2)式に(8)式を代入すると、

$$V_o = (V_c / V_{tc}) \cdot V_i \quad \dots (9)$$

が得られる。この(9)式に、さらに(7)式を代入すると、

$$V_o = (E_c / E_t) \cdot V_i \quad \dots (10)$$

が得られる。

- 5      上記(10)式より、電力増幅装置の利得は、電源電圧 $V_c$ と三角波信号の所定の振幅 $E_t$ の比( $E_c / E_t$ )になる。そのため、電源電圧 $V_c$ に変動があっても、直流成分 $E_c$ に変動が無ければ、出力交流電圧 $V_o$ にはその影響が現われない。このように、本実施の形態の構成では、電源電圧 $V_c$ から直流成分を区別する低域通過型フィルタ(LPF)などの機構を設け、これにより電源電圧の変動を補償する周波数帯域をリップル成分などの信号帯域に絞り、電源電圧 $V_c$ の交流変動分に起因する出力交流信号 $V_o$ の歪みを補償しながら、直流成分 $E_c$ の変動、すなわち、利得の可変を許している。
- 10

- 15      そのため、本実施の形態の電力増幅装置は、H形ブリッジ構成のスイッチ回路に印加される電源電圧 $V_c$ の直流成分 $E_c$ を可変することによって、増幅率を調整することができるようになる。このように、負荷14への供給電流や、負荷14からの回生電流による直流電源10の電圧値 $V_c$ の交流的な変動があっても、これに由来する出力交流信号 $V_o$ の歪みを補償しながら、増幅率を加減することができる。

## 20      (実施の形態2)

- 図2に、実施の形態2における電力増幅装置の要部の回路構成図を示す。図2では、図1に示した実施の形態1の電力増幅装置と同じ構成要素については同一符号を付し、さらに、PWM回路40以降の駆動回路51、52やH形ブリッジ構成のスイッチ回路11、12および負荷回路14等は、図1の場合と実質同じでよいので省略した。図1の構成と異なる点は、直流電源10に代わる、いわゆる直流-直流変換の昇圧コンバータ(DC-DCコンバータ)100が、バッテリー101の電圧を昇圧変換して、電源電圧 $V_c$ を供給する点であり、また、演算回路20及び三角波電圧発生回路30の各構成を詳細に示している点である。さらに、演算回路20による三角波発生回路30の三角波の振幅の制御は、図6A
- 25



、図6Bおよび図7A、図7Bのような従来の電力増幅器のものと同様に、すなわち、三角波電圧の最大振幅値を電源電圧 $V_c$ に比例させることで、パルス変調部の変調感度の変動を直流域から補償するものである。

以下に、本実施形態の電力増幅装置の動作を説明する。

5       昇圧コンバータ100は、バッテリー101に並列接続される、インダクタ102とスイッチ103の直列回路、スイッチ103に並列接続される、ダイオード104とコンデンサ105の直列回路、スイッチ103を所定のオン、オフ比で駆動する制御回路106とで構成される。制御回路106には基準電圧 $V_r$ が入力され、出力電圧 $V_c$ がこの基準電圧 $V_r$ と等しくなるようにスイッチ103の  
10       オン、オフを制御する。この昇圧コンバータ100は、スイッチ103のオン動作によって、インダクタ102に磁気エネルギーを蓄積し、スイッチ103のオフ動作によって、ダイオード104を介して、インダクタ102の磁気エネルギーをコンデンサ105へ放出する。このコンデンサ105の電圧が、H形ブリッジ構成スイッチ回路の電源電圧 $V_c$ として印加される。

15       演算回路20は、コンデンサ105の電圧 $V_c$ が供給される、可変抵抗器201と抵抗202との直列回路と、および抵抗203が帰還接続されて反転増幅器の動作をする演算増幅器204と、可変抵抗器201と抵抗202の接続点電位を平均化して直流成分 $E_a$ を出力する、抵抗205とコンデンサ206からなるローパスフィルタとで構成される。

20       ここで、可変抵抗器201は抵抗値( $V_R$ )を有し、また、抵抗202と抵抗203はそれぞれ、相等しい抵抗値( $R_{20}$ )を有するものとする。また、演算増幅器204は、増幅率が充分大きく、抵抗203による負帰還がなされているため、その正負各入力端子間の電位差がほぼゼロになるように動作するので、抵抗202と抵抗203の接続点電位はゼロ電位(グランド電位)になる。従って  
25       、可変抵抗器201と抵抗202との接続点電位 $V_a$ は、電源電圧 $V_c$ を可変抵抗器201と抵抗202とで分圧した値となり、次式で示される。

$$V_a = V_c \cdot R_{20} / (V_R + R_{20}) \quad \dots (11)$$

抵抗202と抵抗203との接続点電位はゼロ電位であり、また、抵抗202と抵抗203とが、それぞれ、相等しい抵抗値( $R_{20}$ )を有することから、演

算増幅器204の出力端子の電位は $(-V_a)$ となる。

一方、抵抗205およびコンデンサ206からなるローパスフィルタは、可変抵抗器201と抵抗202の接続点電位 $V_a$ を平均化し、その直流成分 $E_a$ を出力し、昇圧コンバータ100内の制御回路106へ供給する。可変抵抗器201と抵抗202との接続点電位 $V_a$ の直流成分 $E_a$ は、電源電圧 $V_c$ 中の直流成分 $E_c$ に比例し、次式で表される。

$$E_a = E_c \cdot R_{20} / (V_R + R_{20}) \quad \dots (12)$$

昇圧コンバータ100は、出力電圧 $V_c$ を分圧し、そのリップル成分を除去した、接続点電位 $V_a$ の直流成分 $E_a$ の値を、内部の基準電圧 $V_r$ になるように負帰還制御を行い、(12)式の $E_a$ の値が $V_r$ になるように出力電圧 $V_c$ の大きさに誘導する。このような昇圧コンバータを含めた安定化電源回路における負帰還は、一般的に、その安定化する帯域を広くするために、ローパスフィルタを備えることはしない。しかし、本願では、負帰還の経路にローパスフィルタ(205、206)を備え、安定化する帯域を直流域に絞り、被増幅信号の帯域では負帰還がかからないようにしている。このような負帰還がなされない帯域の電源電圧 $V_c$ は、負荷変動起因のリップルが増加するが、これは、上記のような歪補償で対処している。

(11)式と(12)式から、 $V_a$ は次式が得られる。

$$V_a = (V_c / E_c) \cdot E_a \quad \dots (13)$$

上式において、後述するように、 $V_a$ は三角波発生回路30で発生する三角波の振幅を与える電圧であり、 $E_a$ はその三角波の振幅の基準を与える電圧である。ここで、 $E_a$ を三角波の振幅制御における変調感度と考えれば、(13)式は変調感度に電圧比 $(V_c / E_c)$ を乗じていることを示す。また、 $V_a$ を三角波の振幅制御における変調感度としてもよく、この場合は、変調感度を電源電圧 $V_c$ に比例させることになる。

三角波電圧発生回路30は、2つの比較器301、302と、フリップフロップ303と、抵抗304とコンデンサ305とが接続されてアナログ積分器の動作をする演算増幅器306とで構成され、演算増幅器306の出力が三角波電圧 $V_t$ となる。フリップフロップ303がセットされ、その出力が正の一定電圧に

なるとき、演算増幅器 306 などからなる積分器は、この電圧を積分し、その結果、出力  $V_t$  は直線的に低下する。逆にフリップフロップ 303 がリセットされ、その出力が負の一定電圧になるとときには、出力  $V_t$  は直線的に上昇する。いま、この出力  $V_t$  の上昇中において、出力  $V_t$  が可変抵抗器 201 と抵抗 202 との接続点電位 ( $+V_a$ ) を超えると、比較器 301 によってフリップフロップ 303 がセットされ、出力  $V_t$  は下降をはじめる。出力  $V_t$  が、演算増幅器 204 の出力端子の電位 ( $-V_a$ ) 以下になると、比較器 302 によってフリップフロップ 303 がリセットされる。

従って、出力  $V_t$  は、2つの電位 ( $\pm V_a$ ) 間を増減する三角波電圧となり、式 (11) に示すように、その振幅は、電源電圧  $V_c$  に比例したものになる。この三角波電圧  $V_t$  と入力交流信号  $V_i$  は、比較器 41 によって比較され、信号  $M1$  の周期  $T$  における  $H$  レベルの期間の割合  $\delta$  (デューティ比) が、次式で表されることは、実施の形態 1 の場合と同様である。

$$\delta = (1 + V_i / V_a) / 2 \quad \dots (14)$$

さらに、出力交流信号  $V_o$  が、デューティ比  $\delta$  と電源電圧  $V_c$  を用いて、次式のように表されることも実施の形態 1 の場合と同様である。

$$V_o = (2\delta - 1) \cdot V_c \quad \dots (15)$$

(15) 式に (14) 式を代入すると、

$$V_o = (V_c / V_a) \cdot V_i \quad \dots (16)$$

が得られる。この (16) 式に (13) 式を代入すると、

$$V_o = (E_c / E_a) \cdot V_i \quad \dots (17)$$

が得られる。即ち、出力交流信号  $V_o$  は、入力交流信号  $V_i$  を  $(E_c / E_a)$  倍に増幅した電圧になる。

(17) 式からも分かるように、本実施の形態による電力増幅装置の増幅率は、 $H$  形ブリッジ構成スイッチ回路の電源電圧  $V_c$  の直流成分  $E_c$  と昇圧コンバータ 100 の検出電圧である直流電圧  $E_a$  との比  $(E_c / E_a)$  で表される。電源電圧  $V_c$  に変動があっても、直流電圧  $E_a$  に変動が無ければ、出力交流電圧  $V_o$  にはその影響が現われない。このように、本実施の形態の構成では、電源電圧  $V_c$  から直流成分を区別する機構を設け、これにより電源電圧の変動を補償する周

波数帯域をリップル成分などの信号帯域に絞り、直流成分の変動を許していることで達成している。

昇圧コンバータ100は、(12)式からわかるように基準電圧 $V_r$ に応じて直流電圧 $E_a$ が安定化されるように動作するが、一方で、可変抵抗器201の抵抗値 $V_R$ によって、H形ブリッジ構成スイッチ回路の電源電圧 $V_c$ の直流成分 $E_c$ が可変である。本実施の形態では、負帰還の経路にローパスフィルタを備え、安定化する帯域を直流域に絞り、被増幅信号の帯域では負帰還がかからない。即ち、本実施の形態の電力増幅装置では、可変抵抗器201により増幅率( $E_c/E_a$ )を調整することができる。しかも、負荷14への供給電流や、負荷14からの回生電流によって、昇圧コンバータ100内のコンデンサ105の端子電圧である、電源電圧 $V_c$ が交流的に変動しても、この電力増幅装置の増幅率には影響せず、出力交流信号 $V_o$ の歪みとはならない。さらに、昇圧コンバータ100にとっては、負荷14への供給電流や負荷14からの回生電流による電源電圧 $V_c$ の変動を許容されるので、電源制御に費やす電力が低減できる。

また、出力交流信号 $V_o$ を小さくしたい場合には、電源電圧 $V_c$ 中の直流成分 $E_c$ を小さくする。このことにより、H形ブリッジ構成の並列一対の両スイッチ回路を流れる電流の実効値を小さくできるとともに、昇圧コンバータ100も、その出力を抑制することができるので、全体として消費電力の大幅な低減が可能になるという効果も得られる。

### (実施の形態3)

図3に、実施の形態3の電力増幅装置の要部の回路構成を示す。図3では、図2に示した実施の形態2の電力増幅装置と同じ構成要素には同一の符号を付し、また、図2中の三角波電圧発生回路30より後段の回路構成は、図2の場合と同じでよく、さらに、図2に示さなかった、PWM回路40以降の駆動回路やH形ブリッジ構成スイッチ回路および負荷部の構成等も、図1の場合と実質同じでよいので省略した。図2の回路構成とは、演算回路20の内部の構成が異なる。

以下に、図3に示す本実施の形態の電力増幅装置の動作を説明する。

昇圧コンバータ100は、バッテリー101の両端子間にインダクタ102とス

スイッチ103との直列回路を接続し、スイッチ103には、さらにダイオード104とコンデンサ105の直列回路が並列接続されている。

この昇圧コンバータ100は、スイッチ103のオン動作によってインダクタ102に磁気エネルギーを蓄積し、スイッチ103のオフ動作によってインダクタ102の磁気エネルギーを、ダイオード104を介して、コンデンサ105へ放出し、このコンデンサ105の両端子間電位を、H形ブリッジ構成スイッチ回路の電源電圧 $V_c$ として、出力する。

また、スイッチ103は、制御回路106により、所定のオン、オフ比で駆動される。制御回路106は誤差増幅器108とPWM回路109とを有し、誤差増幅器108はその負極入力端子に検出電圧 $E_s$ を受電し、正極入力端子に電圧源110から一定値の基準電圧 $V_r$ を受電する。そして、この制御回路106により、上記検出電圧 $E_s$ が上記基準電圧 $V_r$ と等しくなるように、スイッチ103のオン、オフ動作が調整される。

演算回路20は、まず、電源電圧 $V_c$ を検出する抵抗210、電流値( $I_{11}$ )の定電流源211、定電流源211による電流( $I_{11}$ )が流れる抵抗212およびPNPトランジスタ213、定電流源211と抵抗212との接続点にベース端子が接続されて第1の電流(電流値 $I_1$ )を供給するNPNトランジスタ214、第1の電流(電流値 $I_1$ )が供給されるダイオード接続されたNPNトランジスタ215、およびNPNトランジスタ215にカレントミラー構成で結合される一対のNPNトランジスタ216、217を有する増幅回路を構成している。

すなわち、電源電圧 $V_c$ が増加した場合、抵抗210を介して、トランジスタ213のベース電位が上昇するため、そのエミッタ電位も上昇する。同様に、このノードにベース端子が接続されたトランジスタ214のエミッタ電位も上昇するが、そのエミッタ端子はダイオード接続されたトランジスタ215を介して接地されているため、電位上昇は少なく、コレクタ電流が増加する。トランジスタ215は、カレントミラーの入力であり、そのコレクタ電流の増加は、トランジスタ216のコレクタ電流の増加として現われ、抵抗210の通過電流を増加させ、その電圧降下を増加させて、トランジスタ213のベース電位の上昇を抑制

する負帰還の動作をする。

5 このように、トランジスタ 213 のベース端子は、動作的には、上記の増幅回路の仮想接地点であり、増幅回路の利得を高くすることにより、このベース端子の電位はほぼ不動になる。したがって、抵抗 210 の機能は、入力である電源電圧  $V_c$  と仮想接地点電位との電位差をその抵抗値で除することで、電流に変換するものである。

10 抵抗 210 の抵抗値を  $R_s$ 、抵抗 212 の抵抗値を  $R_{212}$  とし、各トランジスタのベース・エミッタ間電圧は、 $V_{be}$  記号の後にそのトランジスタ番号の下 2 桁を付与して説明する。まず、PNP トランジスタ 213 のベース端子の電位は、

$$V_{be15} + V_{be14} - I_{11} \cdot R_{212} - V_{be13}$$

である。

一方、NPN トランジスタ 216 に流れる電流（第 1 の電流  $I_1$  と等価）による抵抗 210 での電圧降下によって、この電圧は、

15 
$$V_c - I_1 \cdot R_s$$

とも表され、各ベース・エミッタ間電圧は近い値なので、これを  $V_{be}$  に代表させると、第 1 の電流  $I_1$  は、概ね、次式で表すことができる。

$$I_1 = (V_c - V_{be} + I_{11} \cdot R_{212}) / R_s$$

ここで、

20 
$$I_{21} \cdot R_{212} \doteq V_{be}$$

に設定しておけば、

$$I_1 \doteq V_c / R_s \quad \dots (18)$$

となり、第 1 の電流  $I_1$  は、電源電圧  $V_c$  にほぼ比例した値が得られる。

25 演算回路 20 は、また、第 1 の電流  $I_1$  を受けて、これを再供給するカレントミラー構成の各 PNP トランジスタ 218、219、220、定電流源 221、および、この定電流源 221 にベース端子の接続された NPN トランジスタ 222 を有する。さらに、NPN トランジスタ 222 のコレクタ端子には、PNP トランジスタ 219 のコレクタ端子に接続され、また、NPN トランジスタ 223 および NPN トランジスタ 229 の各ベース端子も各々接続されている。さらに

、このNPNトランジスタ223のエミッタには、NPNトランジスタ222のベース端子と定電流源221が接続され、定電流 $I_t$ が流れる。この構成において、いま、トランジスタ223のベース端子のノードに流入する電流が増加すると、このノード電位が上昇し、トランジスタ223のエミッタ電位とトランジスタ222のベース電位を上昇させる。すると、トランジスタ222のコレクタ電流が増加し、初めのトランジスタ223のベース端子のノードの流入電流の増加を抑制する方向に働き、最終的に、流入電流が概ねトランジスタ222のコレクタ電流に等しくなる点で釣り合い、このノードに流入する電流に応じたトランジスタ223のベース電位で安定する。

さらに、演算回路20は、PNPトランジスタ220のコレクタ端子に、コンデンサ224が接続され、さらに、抵抗225を介して、ダイオード接続されたNPNトランジスタ226が接続されている。このPNPトランジスタ220のコレクタ電流は、電源電圧 $V_c$ を抵抗210の $R_s$ で除した電流 $I_1$ であり、この電流 $I_1$ は抵抗225およびダイオード接続トランジスタ226の動抵抗で電圧に変換されるが、その変動分はコンデンサ224に迂回して流れるため、ダイオード接続トランジスタ226には平滑化された直流成分の電流 $I_2$ が流れる。このNPNトランジスタ226のコレクタ端子はカレントミラーの入力端子になっているため、NPNトランジスタ227およびNPNトランジスタ228の各コレクタ端子には、それぞれこの直流成分の電流 $I_2$ が現われる。このNPNトランジスタ227のコレクタ端子は、NPNトランジスタ229のエミッタ端子に接続されているため、その電流 $I_2$ はトランジスタ229のエミッタ電流になる。このトランジスタ229のエミッタ端子は、また、NPNトランジスタ230のベース端子にも接続されている。このNPNトランジスタ230のコレクタ端子は、ダイオード接続されたカレントミラーの入力となるPNPトランジスタ231に接続され、NPNトランジスタ230のコレクタ電流である電流 $I_3$ が流れる。このカレントミラーの出力であるPNPトランジスタ232のコレクタ端子に現われた電流 $I_3$ は、実施の形態2の図2の演算回路20と同様の、抵抗202、抵抗203および演算増幅器204で構成される反転増幅器に導かれる。

次に、この演算回路20の動作を説明する。電源電圧 $V_c$ に比例する第1の電流 $I_1$ が、そのコレクタ電流となって流れるNPNトランジスタ222のベース・エミッタ間電圧 $V_{be22}$ は次式で表される。

$$V_{be22} = (k \cdot T / q) \cdot \ln(I_1 / I_s) \quad \dots (19)$$

ここで、 $k$ ：ボルツマン定数、 $T$ ：絶対温度、 $q$ ：電子電荷、 $I_s$ ：ベース・エミッタ・ダイオードの逆方向飽和電流である。

同様に、定電流源221の電流 $I_t$ が、そのコレクタ電流となって流れるNPNトランジスタ223のベース・エミッタ間電圧 $V_{be23}$ 、および、第1の電流 $I_1$ の直流成分である第2の電流 $I_2$ が、そのコレクタ電流となって流れるNPNトランジスタ229のベース・エミッタ間電圧 $V_{be29}$ は、それぞれ次式で表される。

$$V_{be23} = (k \cdot T / q) \cdot \ln(I_t / I_s) \quad \dots (20)$$

$$V_{be29} = (k \cdot T / q) \cdot \ln(I_2 / I_s) \quad \dots (21)$$

さらに、NPNトランジスタ230のコレクタ電流として第3の電流 $I_3$ が流れるため、このNPNトランジスタ230のベース・エミッタ間電圧 $V_{be30}$ は、

$$V_{be30} = (k \cdot T / q) \cdot \ln(I_3 / I_s) \quad \dots (22)$$

で表される。

ここで、電源電圧 $V_c$ を抵抗210の $R_s$ で除した電流 $I_1$ 電流が流れ込むトランジスタ223のベース端子のノードの電位は、回路構成上、以下の(23)式のように表すことができる。すなわち、左辺はNPNトランジスタ222のエミッタ端子が接地され、このベース端子に更にNPNトランジスタ223のエミッタ端子接続されているため、このベース端子の電位は、この両トランジスタのベース・エミッタ間電圧を直列にした大きさになる。同様に、右辺もNPNトランジスタ230とNPNトランジスタ229のベース・エミッタ間電圧を直列にした大きさになる。前述の動作原理から明らかなように、このトランジスタ223のベース端子のノードの電位は、左辺側の電流 $I_1$ および電流 $I_t$ によりその値が決定され、その結果、右辺はこれに適合するように電流 $I_2$ を踏まえた電流 $I_3$ を生成する。したがって、



$$V_{be22} + V_{be23} = V_{be29} + V_{be30} \quad \dots (23)$$

となり、(23)式に(19)～(22)式の各式を逐次代入すると、第3の電流  $I_3$  として、

$$I_3 = I_1 \cdot I_t / I_2 = (I_1 / I_2) \cdot I_t \quad \dots (24)$$

5  が得られる。

第1の電流  $I_1$  は電源電圧  $V_c$  に比例し、第2の電流  $I_2$  は第1の電流  $I_1$  の直流成分であるから、電源電圧  $V_c$  中の直流成分を  $E_c$  とするとき、

$$I_2 = E_c / R_s$$

$$I_1 / I_2 = V_c / E_c$$

10  となり、第3の電流  $I_3$  は、電源電圧  $V_c$  およびその直流成分  $E_c$  との関係で表せば、

$$I_3 = (V_c / E_c) \cdot I_t \quad \dots (25)$$

が得られる。

15  この第3の電流  $I_3$  は、PNPトランジスタ231とPNPトランジスタ232とのカレントミラーによって、抵抗202に流れる。抵抗202と抵抗203とともに反転増幅器を構成する演算増幅器204は、増幅率が充分大きいため、抵抗202と抵抗203の接続点電位はゼロ電位となる。したがって、抵抗202の電圧降下成分(電位差)  $V_a$  は、抵抗202の抵抗値を  $R_{20}$  とすると、次式で表される。

$$20 \quad V_a = I_3 \cdot R_{20} = (V_c / E_c) \cdot I_t \cdot R_{20} \quad \dots (26)$$

ここで、( $I_t \cdot R_{20}$ ) は、三角波発生回路30で発生する三角波の振幅の基準電圧を与える電圧値、すなわち、変調感度である。よって、(26)式は、変調感度に電圧比( $V_c / E_c$ )を乗じていることを示す。電圧  $V_a$  は、三角波発生回路30に入力する信号電圧である(図2参照)。

25  また、演算増幅器204の出力端子の電位は、抵抗202および抵抗203を同じ値に設定しているので、( $-V_a$ )となり、三角波発生回路30へは、

$$\pm V_a = \pm (V_c / E_c) \cdot I_t \cdot R_{20}$$

が供給され、その出力信号として、( $+V_a$ )から( $-V_a$ )までの電位間を振幅する、三角波電圧  $V_t$  が発生する。

実施の形態3は実施の形態1と実施の形態2を組み合わせたものである。そして、この三角波電圧 $V_t$ と入力交流信号 $V_i$ は、実施の形態2の図2と同様に、比較器41によって比較され、信号M1の周期TにおけるHレベルの期間の割合 $\delta$ （デューティ比）が、次式で表される。

$$\delta = (1 + V_i / V_a) / 2 \quad \dots (14)$$

そして、出力交流信号 $V_o$ は、デューティ比 $\delta$ と電源電圧 $V_c$ とを用いて、次式で表される。

$$V_o = (2\delta - 1) \cdot V_c \quad \dots (15)$$

さらに、(15)式に(14)式を代入して、

$$V_o = (V_c / V_a) \cdot V_i \quad \dots (16)$$

が、実施の形態1の場合と同様に得られる。

次に、(16)式に(26)式を代入すると、

$$V_o = (E_c / (I_t \cdot R_{20})) \cdot V_i \quad \dots (27)$$

が得られる。即ち、出力交流信号 $V_o$ は、入力交流電圧 $V_i$ を $(E_c / (I_t \cdot R_{20}))$ 倍に増幅した電圧になる。

本実施の形態で、演算回路20は、さらに、NPNトランジスタ228のコレクタ端子には、カレントミラーの入力となるダイオード接続されたPNPトランジスタ233が接続され、NPNトランジスタ228のコレクタ電流である電流 $I_2$ が流れる。そして、そのカレントミラーの出力であるPNPトランジスタ234のコレクタからは、この電源電圧 $V_c$ を抵抗210の $R_s$ で除した電流 $I_1$ の直流成分である電流 $I_2$ が出力され、これは抵抗235に流れる。この抵抗235に発生する電圧 $E_s$ は、抵抗235の抵抗値を $R_{35}$ とすると、

$$E_s = E_c \cdot (R_{35} / R_s) \quad \dots (28)$$

となり、この電圧 $E_s$ が昇圧コンバータ100の誤差増幅器108の負極入力端子に印加される。実施の形態2の図2と同様に、昇圧コンバータ100は、その制御回路106により、検出電圧 $E_s$ を基準電圧 $V_r$ に等しくするように動作するため、昇圧コンバータ100の出力電圧である電源電圧 $V_c$ 中の直流成分 $E_c$ は、次式で表される。

$$E_c = V_r \cdot (R_s / R_{35}) \quad \dots (29)$$

本実施の形態の電力増幅装置の増幅率は、(27)式のように、Hブリッジ構成スイッチ回路の電源電圧 $V_c$ 中の直流成分 $E_c$ と、定電流 $I_t$ と、抵抗値 $R_{20}$ による( $E_c / (I_t \cdot R_{20})$ )で表される。

したがって、昇圧コンバータ100は、基準電圧 $V_r$ や抵抗202の抵抗値 $R_{20}$ などを可変することで、Hブリッジの電源電圧 $V_c$ 中の直流成分 $E_c$ を可変し、その結果、本実施の形態の電力増幅装置での増幅率を調整することができる。しかも、負荷14への供給電流や、負荷14からの回生電流によって、昇圧コンバータ100のコンデンサ105の電圧である、電源電圧 $V_c$ が交流的に変動しても、この電力増幅装置の増幅率には影響せず、出力交流信号 $V_o$ の歪みとならない。

このような構成により、電源電圧 $V_c$ による利得制御ができ、電源電圧 $V_c$ を低くして利得を小さくした場合、H形ブリッジ構成スイッチ回路を流れる電流の実効値を小さくできるとともに、昇圧コンバータもその出力を抑制するので、全体として消費電力の大幅な低減が図れる。

実施の形態2に詳述した電力増幅装置では、電源電圧 $V_c$ を可変抵抗を含む複数の抵抗からなる分圧手段で検出し、これを用いて三角波電圧 $V_t$ を生成するとともに、これをさらにローパスフィルタを介して、電源電圧 $V_c$ を安定化制御する電源部の負帰還制御の検出信号として用いているため、電源電圧 $V_c$ 中の直流成分 $E_c$ は、可変抵抗器201の抵抗値 $V_R$ を最小値のゼロにしても、三角波電圧 $V_t$ の振幅の直流成分 $E_t$ より小さくできない。これに対し、本実施の形態の電力増幅装置では、演算回路20が独立して電源電圧 $V_c$ から三角波電圧 $V_t$ を得るとともに、ローパスフィルタを介して、電源電圧 $V_c$ 中の直流成分 $E_c$ を分圧した電圧で出力し、この電圧を、昇圧コンバータが基準電圧 $V_r$ と比較することによって、電源電圧 $V_c$ 中の直流成分 $E_c$ を調整している。そのため、電源電圧 $V_c$ 中の直流成分 $E_c$ は、理論上、ゼロより大きい任意の電圧値に調整することができる。

図4A、4Bは、本実施形態の電力増幅装置での、電源電圧 $V_c$ の変動による出力交流信号 $V_o$ の歪み補償の効果を、シミュレーションした特性図である。

図4Aでは、電圧値5ボルトの定電圧源から、ダイオードと100Ωの抵抗と

を介して、容量値  $0.47 \mu\text{F}$  のコンデンサを電源としている。この構成は、一般的な安定化電源で電力の流れが、入力から出力までの一方通行であることを模擬している。図 4 B は、負荷を容量値  $0.27 \mu\text{F}$  のコンデンサとし、入力交流信号  $V_i$  を、 $2.5 \text{ kHz}$  で実効値  $0.7 \text{ V}$  ( $V_{\text{rms}}$ ) の正弦波とし、三角波電圧  $V_t$  を、 $250 \text{ kHz}$  で  $1 \text{ V}$  の振幅とした場合の、電源電圧  $V_c$  および出力交流信号  $V_o$  の各波形を示す。電源電圧  $V_c$  に、ピーク－ピーク間電圧で約  $0.5 \text{ V}$  ( $V_{\text{pp}}$ ) の変動が発生し、このため、出力交流信号  $V_o$  は歪率が  $4.2\%$  であった。図 4 B は、図 4 A と同じ入力条件の特性を示すが、本実施形態の電力増幅装置で、この歪み補償を施した場合の、電源電圧  $V_c$  と出力交流信号  $V_o$  の波形を示す。電源電圧  $V_c$  に、約  $0.7 \text{ V}$  ( $V_{\text{pp}}$ ) の変動が発生しているが、出力交流信号  $V_o$  は歪率が  $1.0\%$  以下に改善されている。

以上の実施形態 1 ないし 3 において、実施の形態 1 では電源電圧  $V_c$  の変動の歪み補償操作は電源電圧  $V_c$  とその直流成分の二つの信号を使って、歪み補償の帯域を交流信号の帯域とし、その下の周波数帯域を電力増幅装置の利得の加減用の電源電圧操作に用いている。

実施の形態 2 では、電源電圧  $V_c$  を生成する安定化電源をさらに備え、安定化制御するための負帰還を直流成分に絞り、交流信号域での安定化制御を弱める。これにより、回生を伴う負荷を駆動した際に電源部に戻った電力による外乱を防ぎながら、電源部の出力に回生電力を一時蓄積することで効率を高めている。さらに、これらを連動して操作することにより利得の操作を可能としている。

実施の形態 3 は実施の形態 2 と実施の形態 3 を組合わせたものである。実施の形態 3 では、電源電圧  $V_c$  の電源部には安定化制御するための負帰還を直流成分に絞り、回生を伴う負荷を駆動した際の利点を得ている。また、歪み補償動作において電源電圧  $V_c$  とその直流成分  $E_c$  の二つの信号を用いて交流信号の帯域に対して歪み補償を行い、それ以下の帯域を電力増幅装置の利得操作に用いている。特に、実施の形態 3 では、電源電圧  $V_c$  の交流成分を除いた直流成分  $E_c$  の生成と、電源部の安定化制御のための負帰還用信号の生成を、共通の LPF を用いているため、電源部が回生電力などで変動するのを許す境界周波数と、パルス変

調部の電源電圧  $V_c$  変動による歪み補償の境界周波数とが同じになり、この境界周波数以下の帯域で、増幅装置の利得制御ができるので都合がよい。これらの境界周波数は、電源電圧変動による歪み補償と、電源電圧の安定化を施したい帯域を適切にするために、適宜、設定すればよく、これに限定されるものではないことは、動作原理上、明らかである。

(変形例)

実施形態 1 ないし 3 では、いずれも三角波電圧  $V_t$  の振幅  $V_{tc}$  を、

$$V_{tc} = (V_c / E_c) \cdot E_a, \text{ または, } V_{tc} = (V_c / E_c) \cdot E_t$$

として、電源電圧補償を行う例を説明したが、三角波電圧  $V_t$  の振幅  $V_{tc}$  を固定として、入力交流信号  $V_i$  に、比率  $(E_c / V_c)$  を乗じても同様の効果が得られる。即ち、(9) 式に電圧比  $(E_c / V_c)$  を乗じると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} V_o &= (V_c / V_{tc}) \cdot V_i \cdot (E_c / V_c) \\ &= (E_c / V_{tc}) \cdot V_i \end{aligned}$$

上式より、出力交流信号  $V_o$  から電源電圧  $V_c$  の変動分を除去しながら、電源電圧  $V_c$  の直流成分  $E_c$  によって増幅率を調整可能なことが理解できる。なお、入力交流信号は電流であっても構わない。

また、上記の実施形態では、三角波の振幅制御における変調感度に着目して説明したが、変調感度はこれに限られない。すなわち、三角波の振幅制御を変調として考えれば、その振幅を制御することは、変調感度を加減しているに等しいと考えられる。よって、電源電圧  $V_c$  からその直流成分  $E_c$  を抽出して、変調感度(振幅)に比率  $(V_c / E_c)$  を乗算するという本発明の思想は、入出力信号の関係が次式の関係を満たし、変調感度「A」を有する電力増幅装置に広く適用できる。

$$V_o = (V_c / A) \cdot V_i \quad \dots (30)$$

また、入出力の次元が異なる場合、例えば、次式で表されるような、入力交流信号が電圧ではなく電流  $I_i$  である場合においても適用できる。

$$V_o = (V_c / A) \cdot I_i \quad \dots (31)$$

以上より、電源電圧  $V_c$  からその直流成分  $E_c$  を抽出して、変調感度に  $(V_c$

／ $E_c$ )を乗算する、もしくは、入力交流信号 $V_i$ に $(E_c/V_c)$ を乗算する、という本発明の思想は、入出力信号の関係が(30)、(31)式で表される電力増幅装置にも広く適用できる。例えば、(30)式の $V_i$ に比率 $(E_c/V_c)$ を乗じると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} V_o &= (V_c/A) \cdot V_i \cdot (E_c/V_c) \\ &= (E_c/A) \cdot V_i \end{aligned} \quad \dots (32)$$

上式より、出力交流信号 $V_o$ から電源電圧 $V_c$ の変動分を除去しつつ、電源電圧 $V_c$ の直流成分 $E_c$ によって増幅率を調整することが理解できる。

図5に、入力信号 $V_i$ に比率 $(E_c/V_c)$ を乗算するための構成を示す。同図において、演算回路20bは、電源電圧 $V_c$ の直流成分 $E_c$ を検出し、電源電圧 $V_c$ と直流成分 $E_c$ の比率 $(E_c/V_c)$ を入力信号 $V_i$ に乘じるよう構成されている。

また、上記の実施形態では、いわゆるBTL方式ないしはH形ブリッジ構成の各電力増幅装置への本発明の適用について説明したが、本発明はこれらの構成以外でも適用可能である。

例えば、1対のハイサイドスイッチとローサイドスイッチの直列回路のみからなるスイッチ回路とその中間に接続された負荷部のみからなる構成においても適用できる。

ハイサイドスイッチのデューティ比を $\delta$ とすると、負荷部に発生する電圧 $V_x$ は、

$$V_x = \delta \cdot V_c$$

となる。一方、デューティ比 $\delta$ は、入力交流信号 $V_i$ と三角波電圧 $V_t$ の振幅 $V_{tc}$ を用いて、

$$\delta = (1 + V_i/V_{tc}) / 2$$

で表される。この場合に本発明を適用すると、三角波電圧 $V_t$ の振幅 $V_{tc}$ は、電源電圧 $V_c$ とその直流成分 $E_c$ との比率 $(V_c/E_c)$ に所定の電圧値 $E_t$ を乗じたものであるから、次式で表される。

$$V_{tc} = (V_c/E_c) \cdot E_t$$

以上から、電圧 $V_x$ は次式となる。

$$V_x = V_c / 2 + (E_c / E_t) \cdot V_i / 2$$

電源電圧 $V_c$ の $1/2$ の電圧 $V_c/2$ を、電圧 $V_x$ から減算することにより、出力交流信号 $V_o$ として、次式のような入力交流電圧 $V_i$ を $\{(E_c/E_t)/2\}$ 倍に増幅した電圧が得られる。

5       $V_o = (E_c / E_t) \cdot V_i / 2$

上式から、電源電圧 $V_c$ 中の直流成分 $E_c$ を可変することによって増幅率を調整することができる。また、電源電圧 $V_c$ が交流的に変動しても増幅率には影響せず、出力交流信号 $V_o$ の歪みとはならない。

10      このように、本発明は双対のスイッチ回路から構成されるBTL方式に限定されるものではなく、1対のスイッチ回路で構成された電力増幅装置へも適用可能である。

15      さらには、本発明は、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの直列からなるスイッチ回路を有し、このスイッチ回路を通じて、負荷に電源電圧が間欠的に、あるいはパルスの的に、印加されることによって、その増幅率が上記電源電圧に比例するD級増幅機能を備えた全ての電力増幅装置に適用できる。つまり、本実施の形態で述べたような三角波を用いてアナログの入力信号をパルス幅変調する以外に、アナログ信号又はデジタル信号の入力信号をシグマデルタ変調器などでパルス密度変調やパルス幅変調する場合でもよい。

20      本発明は、特定の実施形態について説明されてきたが、当業者にとっては他の多くの変形例、修正、他の利用が明らかである。それゆえ、本発明は、ここでの特定の開示に限定されず、添付の請求の範囲によってのみ限定され得る。

25      なお、本出願は日本国特許出願、特願2002-331898号(2002年11月15日提出)に関連し、それらの内容は参照することにより本文中に組み入れられる。

#### 産業上の利用可能性

本発明の電力増幅装置は、音声信号等を電力増幅して音響スピーカなどに供給する電力増幅装置として有用である。

## 請 求 の 範 囲

1. 電源電圧  $V_c$  が供給される、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチの直列回路を含むスイッチ部と、

- 5      入力交流信号  $V_i$  に対応させて、所定のオン、オフ期間比に設定された周期で前記スイッチ部を作動させて、前記ハイサイドスイッチと前記ローサイドスイッチの接続点に接続された負荷を駆動するための制御部とを備え、  
前記制御部は、

10      前記入力交流信号  $V_i$  を入力し、その入力交流信号  $V_i$  から所定の変調感度でパルス信号を生成し出力するパルス変調部と、

前記電源電圧  $V_c$  からその直流電圧成分 ( $E_c$ ) を検出して、前記直流成分 ( $E_c$ ) に対する電源電圧値 ( $V_c$ ) の比 ( $V_c / E_c$ ) を前記変調感度に乗じるか、または、前記電源電圧値 ( $V_c$ ) に対する前記直流成分 ( $E_c$ ) の比 ( $E_c / V_c$ ) を前記入力交流信号  $V_i$  に乗じる演算部と、

- 15      前記パルス信号に基づいて前記スイッチ部を駆動する駆動部と、  
を有する、電力増幅装置。

2. 前記スイッチ部は、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチの直列回路を2つ並列に接続したフルブリッジ構成であり、各直列回路中のハイサイドスイッチとローサイドスイッチの接続点間に前記負荷を接続した請求項1記載の電力増幅装置。

3. 前記直流電圧成分を制御可能な安定化電源部をさらに備え、該安定化電源部から前記電源電圧が供給される請求項1記載の電力増幅装置。

25

4. 前記安定化電源部は、前記電源電圧の直流成分を制御して、出力交流信号  $V_o$  に対する前記入力交流信号  $V_i$  の比である信号増幅率を調整する機能を備えた請求項3に記載の電力増幅装置。



5. 前記演算部は、実質的に前記スイッチ部の両端に接続された、可変抵抗器を含む複数の抵抗器の直列回路と、前記可変抵抗器よりも低電位側に設けられた前記抵抗器間の第1の接続点に接続されたローパスフィルタとを有し、

前記パルス変調部は、前記可変抵抗器より低電位側に設けられた前記抵抗器間の第2の接続点の電位と前記第1の接続点の電位をそれぞれ入力し、前記第1の接続点と前記第2の接続点との電圧差を振幅とする三角波電圧を発生させる三角波電圧発生回路を有し、前記三角波電圧と前記入力交流信号を比較してパルス信号を生成し、

前記安定化電源部は、電源電圧の直流成分  $E_c$  を制御するため、前記ローパスフィルタの出力電圧を制御する、請求項4記載の電力増幅装置。

6. 前記演算部は、前記比率 ( $V_c / E_c$ ) を所定の電圧に乗じて出力し、

前記パルス変調部は、前記演算部の出力電圧を振幅とする三角波電圧  $V_t$  を発生させる三角波電圧発生回路を有し、前記三角波電圧  $V_t$  と前記入力交流信号  $V_i$  とを比較して、パルス信号を生成する、請求項1に記載の電力増幅装置。

7. 前記演算部は、

前記電源電圧  $V_c$  に応じた第1の電流を発生する第1の電流源回路と、

前記第1の電流からローパスフィルタを介して得られる第2の電流を発生する第2の電流源回路と、

所定の電流を供給する定電流源回路と、

前記第1の電流がコレクタ電流として流れる第1のトランジスタと、

前記第2の電流がコレクタ電流として流れる第2のトランジスタと、

前記定電流がコレクタ電流として流れる第3のトランジスタと、

第4のトランジスタと、

を有し、

前記第1のトランジスタと前記第3のトランジスタとは、それぞれのベース-エミッタ電圧が加算されるように接続され、前記第2のトランジスタと前記第4のトランジスタとは、それぞれのベース-エミッタ電圧が加算されるように接

続され、さらに両方の加算電圧が等しくなるように、それぞれのトランジスタが接続され、前記第4のトランジスタに流れるコレクタ電流に応じた電圧を出力する、請求項6記載の電力増幅装置。

- 5        8.    供給される電源電圧  $V_c$  の直流成分電圧値  $E_c$  に対する電源電圧  $V_c$  の比率 ( $V_c / E_c$ ) を乗じた変調感度で入力交流信号を変調して得られるパルス信号によって、スイッチが駆動される、電力増幅装置。
- 10      9.    入力交流信号と三角波電圧との比較結果に応じたパルス信号によってスイッチが駆動され、電源電圧  $V_c$  の直流電圧成分  $E_c$  に対する電源電圧  $V_c$  の比率 ( $V_c / E_c$ ) に所定の電圧を乗じた電圧を上記三角波電圧の振幅とする、請求項8記載の電力増幅装置。
- 15      10.   供給される電源電圧  $V_c$  に対する、その電源電圧  $V_c$  の直流電圧成分  $E_c$  の比率 ( $E_c / V_c$ ) を乗じた入力交流信号に応じたパルス信号によって、スイッチが駆動される電力増幅装置。

図1A

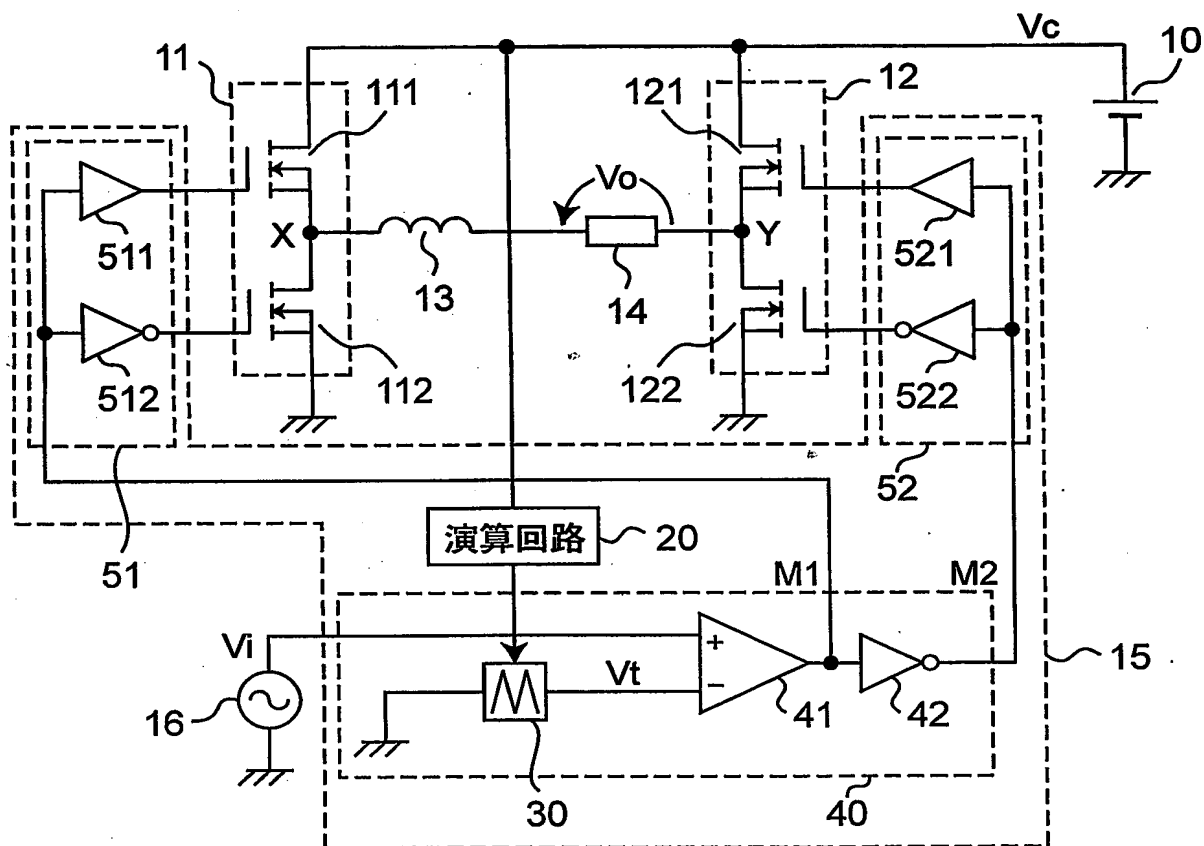


図1B

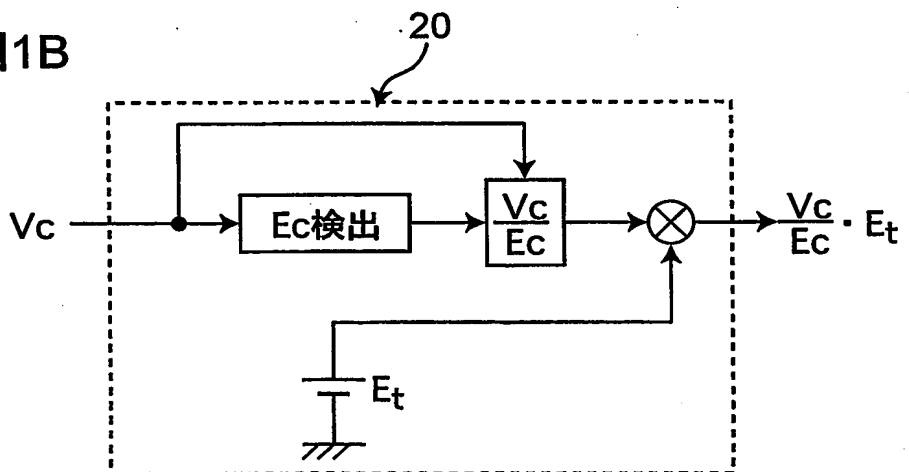
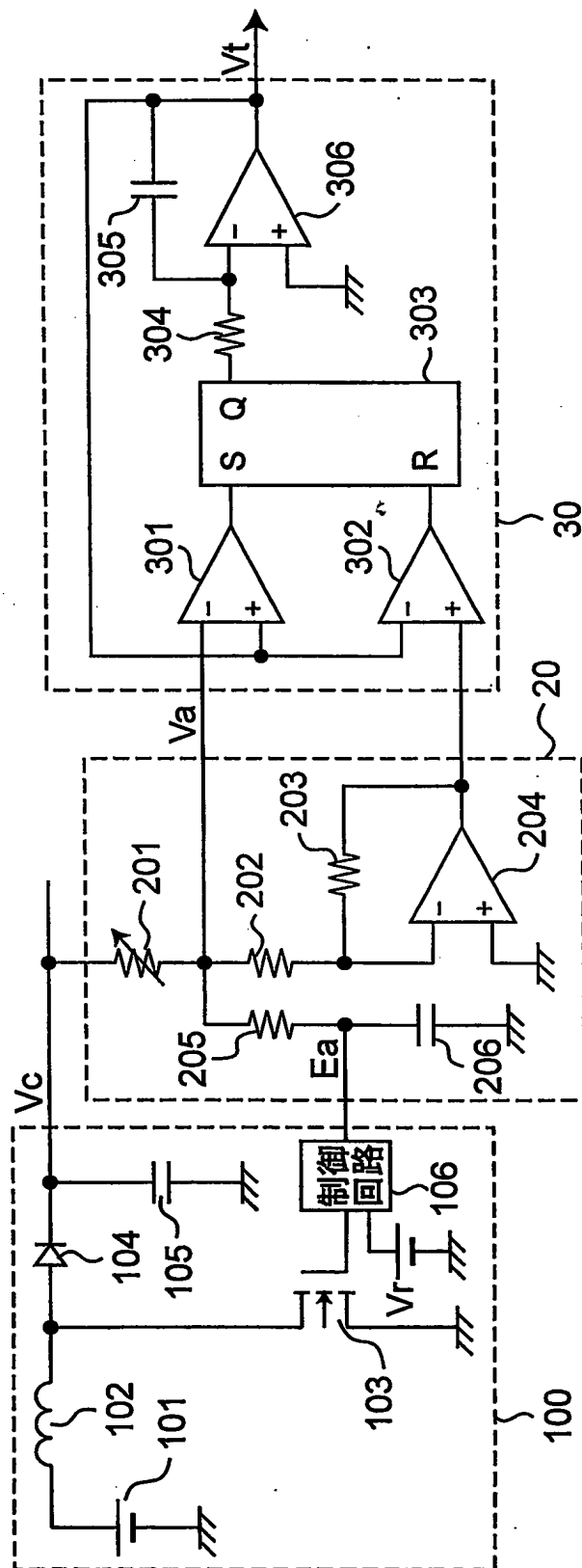


図2



3/8

图3

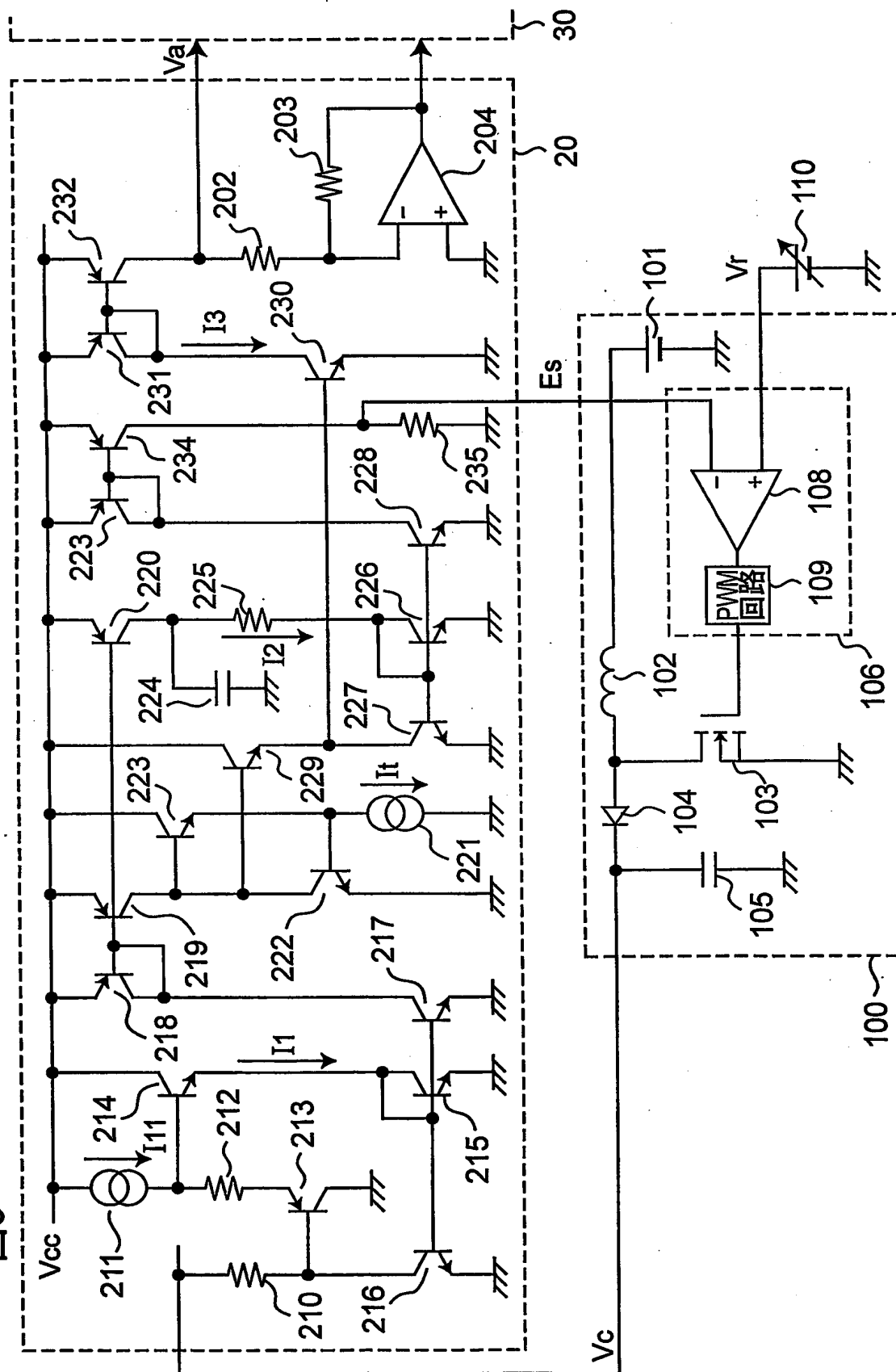


図4A

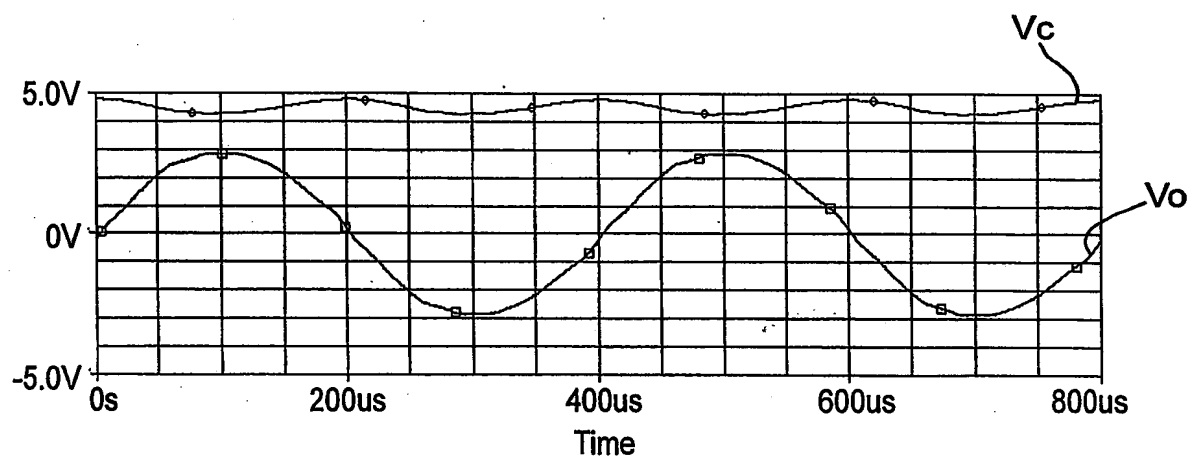


図4B

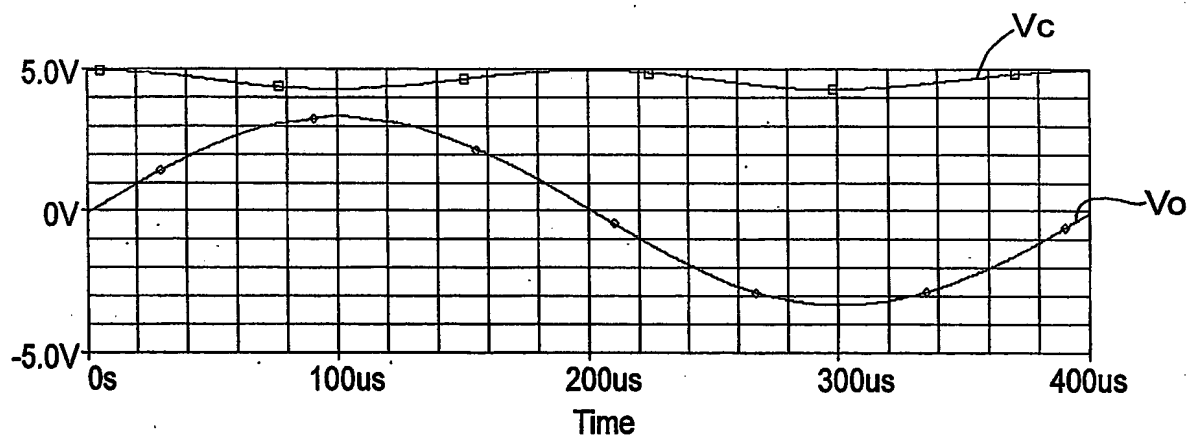


图5

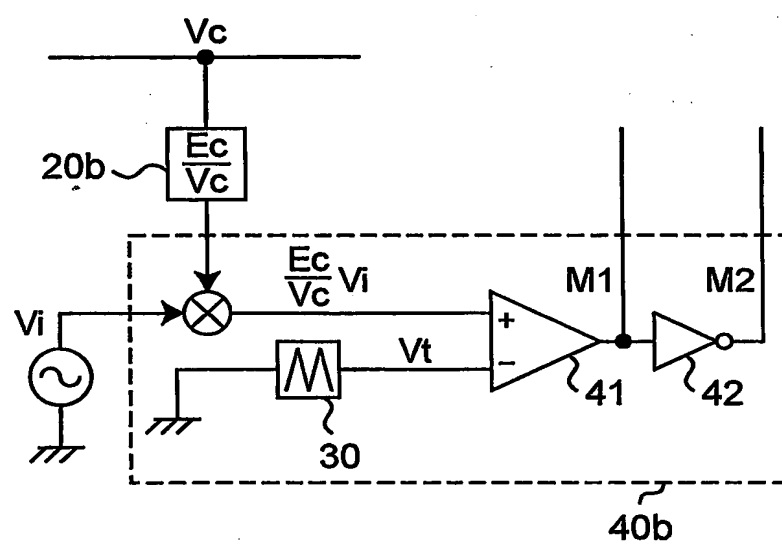


图6A

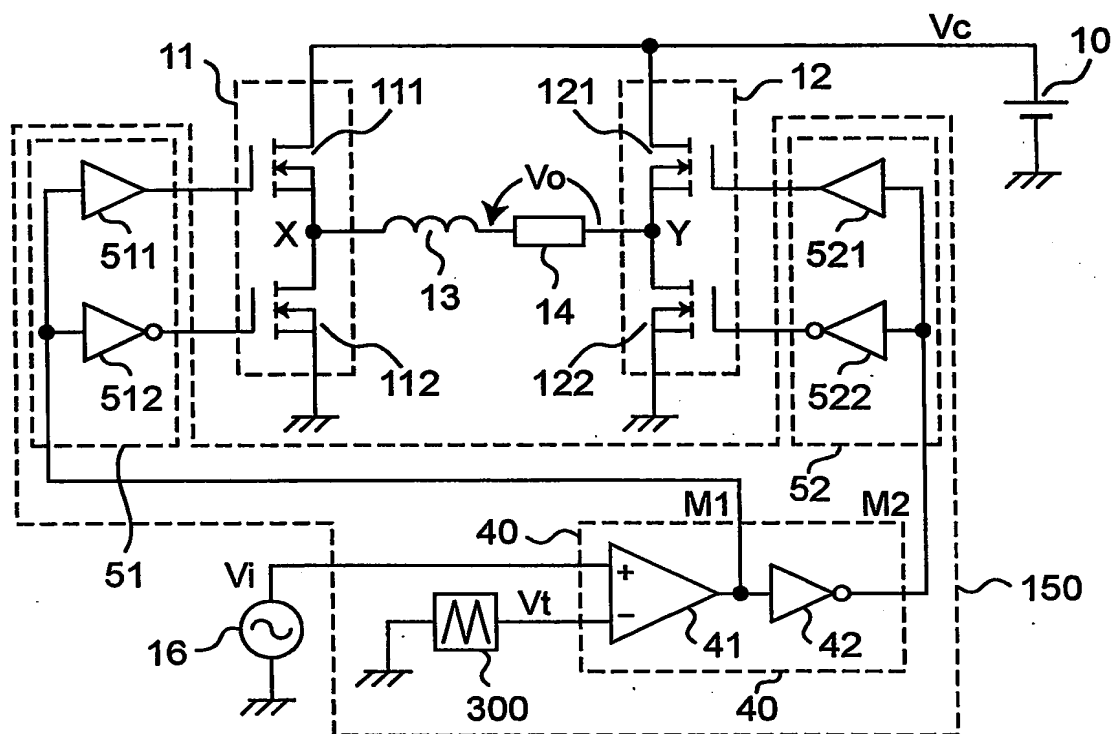


图6B

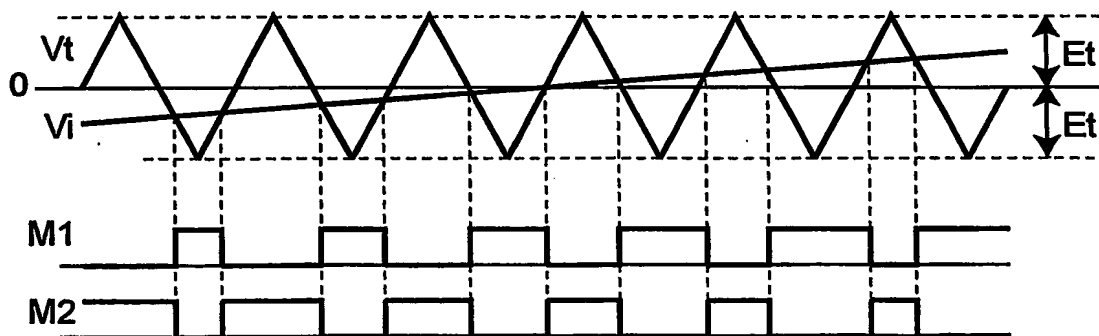




図7A

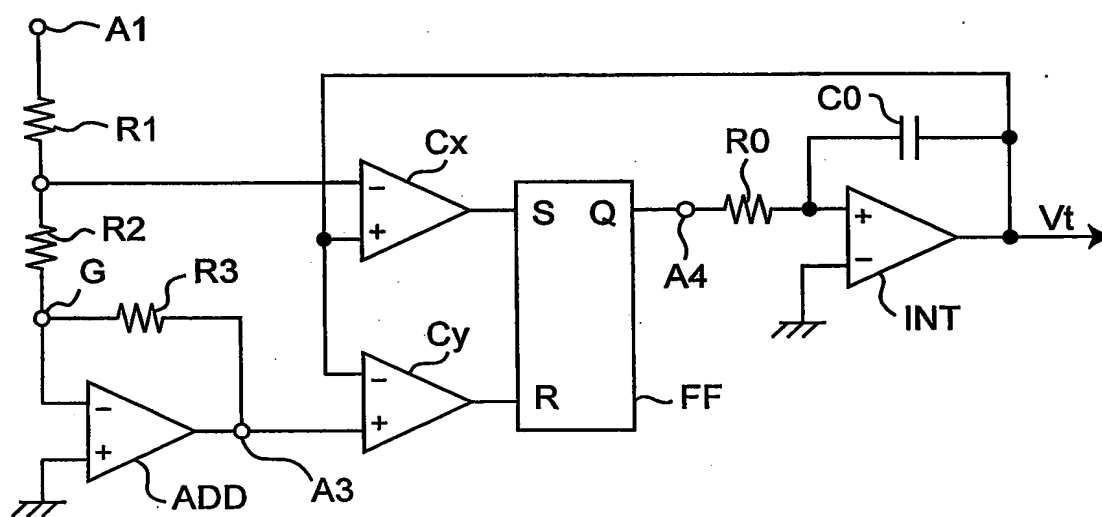


図7B

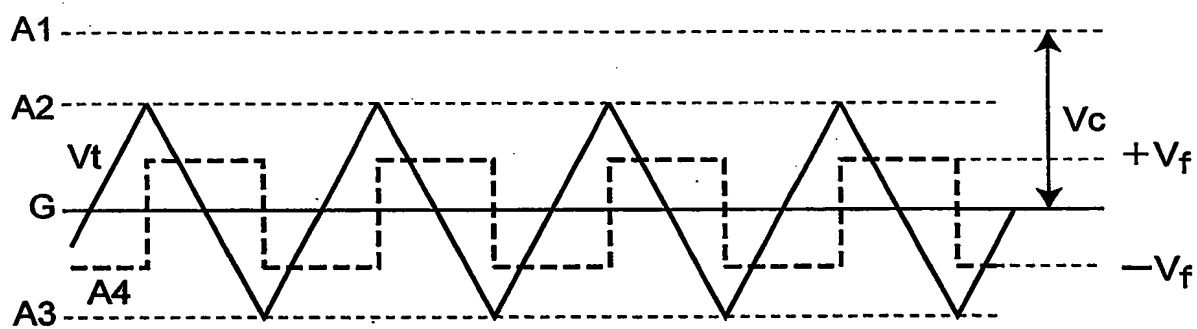


图8

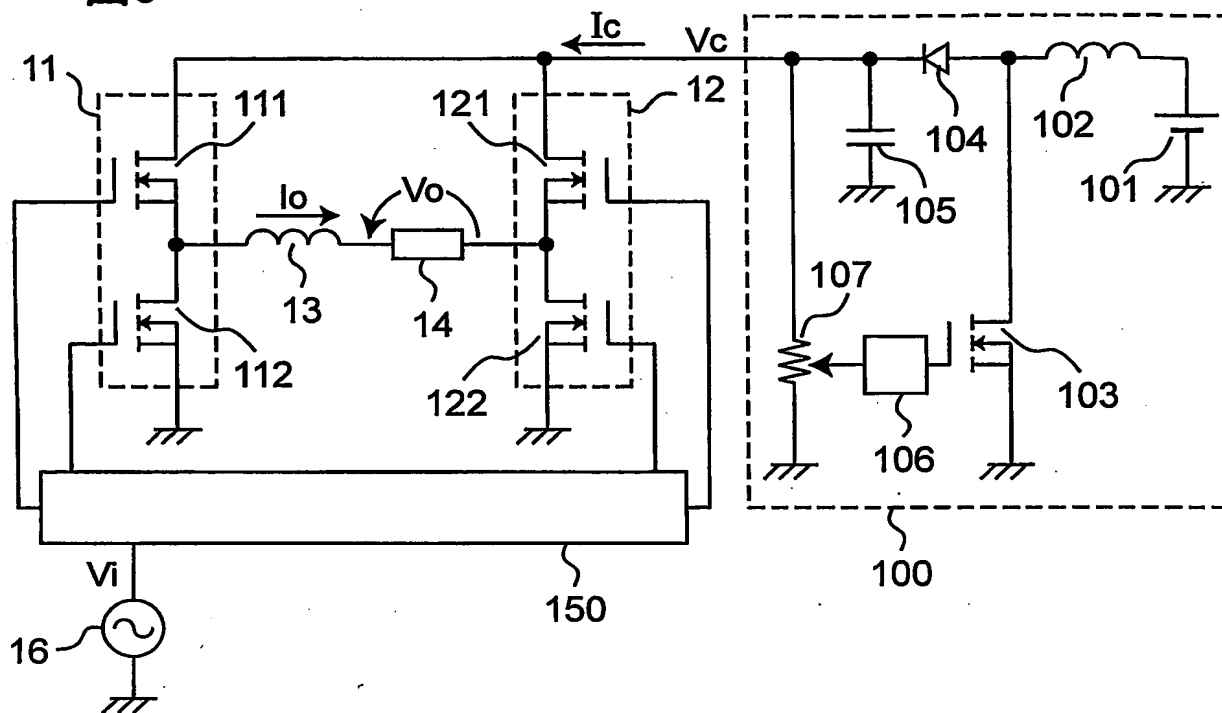


图9A

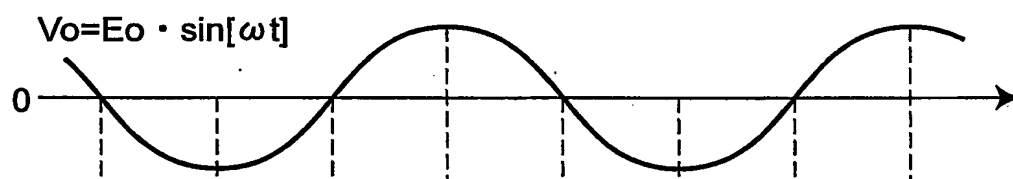


图9B

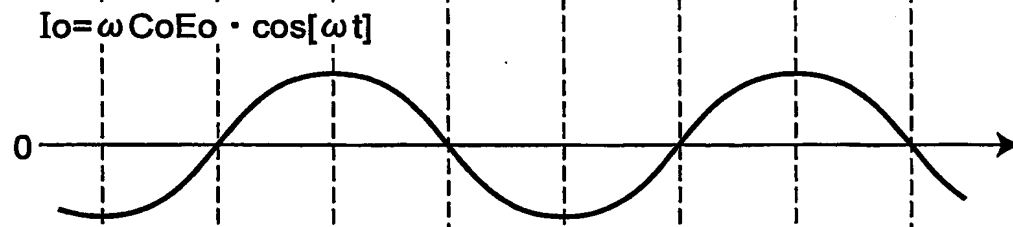
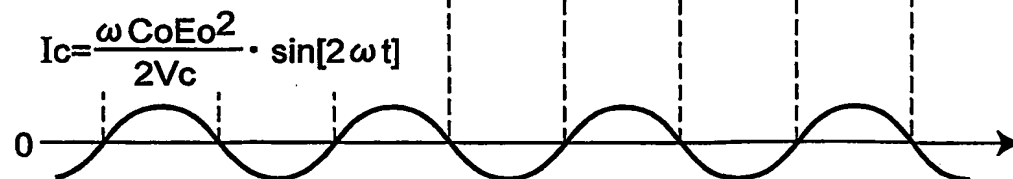


图9C



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/14135

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl<sup>7</sup> H03F3/217

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>7</sup> H03F1/00-3/72

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 54-80657 A (Fujitsu Ltd.), 27 June, 1979 (27.06.79), (Family: none)	1-10
A	JP 4-281606 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 07 October, 1992 (07.10.92), & EP 0503571 A1 & US 5262733 A	1-10
A	JP 60-190010 A (Sony Corp.), 27 September, 1985 (27.09.85), & WO 85/04293 A & AU 8540660 A & EP 0183849 A & US 4820940 A	1-10

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 12 February, 2004 (12.02.04).	Date of mailing of the international search report 24 February, 2004 (24.02.04)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP03/14135

**C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 8-204466 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 09 August, 1996 (09.08.96), (Family: none)	1-10

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl<sup>7</sup> H03F3/217

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl<sup>7</sup> H03F1/00-3/72

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2004年
日本国登録実用新案公報	1994-2004年
日本国実用新案登録公報	1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 54-80657 A (富士通株式会社) 1979. 06. 27 (ファミリーなし)	1-10
A	JP 4-281606 A (松下電器産業株式会社) 1992. 10. 07 & EP 0503571 A1 & US 5262733 A	1-10

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

12. 02. 2004

国際調査報告の発送日

24. 2. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

佐藤 敬介

5W

9196

電話番号 03-3581-1101 内線 3574

## C (続き) . 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 60-190010 A (ソニー株式会社) 1985. 09. 27 & WO 85/04293 A & AU 8540660 A & EP 0183849 A & US 4820940 A	1-10
A	JP 8-204466 A (松下電器産業株式会社) 1996. 08. 09 (ファミリーなし)	1-10